
TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Studijní program: B2612 – Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: 1234R567 – Název studijního oboru

**Užití zvukové karty jako měřicího rozhraní
pro audio analýzu**

**Using soundcard as measuring device
for audio analysis**

Bakalářská práce

Autor:	Jan Strnad
Vedoucí práce:	ing. Lukáš Matela, Ph.D.
Konzultant:	ing. Jiří Mareš

V Liberci 23. 10. 2006

Prohlášení

Byl(a) jsem seznámen(a) s tím, že na mou bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé BP a prohlašuji, že s o u h l a s í m s případným užitím mé bakalářské práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom(a) toho, že užít své bakalářské práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Bakalářskou práci jsem vypracoval(a) samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím bakalářské práce a konzultantem.

Datum

Podpis

Poděkování

Na tomto místě bych velmi rád poděkoval inženýru Jiřímu Marešovi za jeho odbornou pomoc při tvorbě této práce i za jeho čas ,který mi věnoval.

Tabulka symbolů:

$g(t)$	Obecná funkce času
$x(t), x[n]$	Obecný spojitý, diskrétní vstupní signál
$y(t), y[n]$	Obecný spojitý, diskrétní výstupní signál
A, ω	Amplituda a uhlová frekvence harmonického signálu
$\Delta t, f_s$	Vzorkovací perioda, vzorkovací frekvence
ω_p	Opakovací uhlová frekvence signálu
T	Perioda signálu, doba záznamu
n, k	Pořadnice diskrétní posloupnosti v čase, frekvenci
N	Počet vzorků, délka číslicového filtru
Δf	Frekvenční krok
$h()$	Impulsní odeva
$\delta(t)$	Diracův puls
$\eta(n)$	Jednotkový skok
$F\{\}, F^{-1}\{\}$	Fourierova transformace, inverzní Fourierova transformace
$H()$	Obecný transformační obraz
$G(j\omega)$	Obraz Fourierovy transformace
j	Imaginární jednotka
F_k	Komplexní koeficient Fourierovy řady
X_k	Komplexní koeficient DFT
f_d, ω_d	Diskrétní frekvence, diskrétní uhlová frekvence
D	Decimační faktor
K	Faktor převzorkování
B	Šířka frekvenčního pásma filtru
f_c	Centrální frekvence pásmové propusti
$w(t)$	Okénková funkce
W_n	Otáčecí činitel FFT

Anotace:

Zvuková karta je již dnes v každém osobním počítači, nalezneme ji buď integrovanou na každé novější základní desce počítače, nebo jako samostatnou zásuvnou kartu či externí zařízení. Hlavními rysy jejího použití jako měřicí zvukové karty jsou maximální vzorkovací frekvence a rozlišení A/D převodníku, dále pak šířka frekvenčního pásma a jeho tvar.

Úkolem této práce je využít zvukovou kartu jako měřicího prostředku a to v oblasti audioanalýzy, tzn. 20Hz-20KHz. Na trhu jsou dnes již běžně k dostání karty s A/D převodníky se vzorkovací frekvencí 96kHz i 192kHz, ale my se omezíme na standardní a ve většině případech používanou frekvenci 44,1 kHz, která již pokrývá (vzhledem k Nyquistově teorému) pásmo audio analýzy.

Dalším úkolem je diagnostika frekvenční charakteristiky vybrané zvukové karty jako měřicího vstupu. Rozhraním mezi uživatelem a zvukovou kartou bude program schopný komunikovat se zvukovou kartou a diagnostikovat vlastnosti jejího A/D převodníku. Jádrem diagnostiky bude klasická a velmi používaná Fourierova transformace (respektive v její diskrétní podobě), která nám zobrazí frekvenční charakteristiku, díky níž budeme moci navrhnout případnou numerickou kompenzaci nedostatků.

V první kapitole budou probrány teoretické základy pro měření frekvenčních charakteristik diskrétních signálů. V druhé kapitole bude popsán princip činnosti standardní zvukové karty a popis činnosti práce systému Win32 s jejím rozhraním. Ve třetí kapitole bude popsán realizovaný program pro práci se zvukovými kartami, jeho princip sběru, práce a vizualizace naměřených dat. Čtvrtá kapitola se bude zabývat samotným měřením analogových vstupů tří vybraných běžných zvukových karet.

Abstract:

Soundcard is almost in every personal computer, we can find soundcard integrated on every newer mainboard or like single internal card or like external device. Main capabilities for soundcard like measuring device are resolution of A/D converter and its maximum sampling frequency, next then frequency bandwidth and its shape.

Primary goal of this work is use soundcard as measuring device in audio analysis, means bandwidth 20Hz-20kHz. There is already soundcards on market, that have A/D converters with 96kHz and 192kHz sampling rate frequency, but we will limit

on standard and still most used 44,1 kHz sampling frequency, which covers bandwidth (in order with Nyquist frequency) of audio analysis.

Next goal is diagnostic of frequency characteristic of real soundcard as measuring input. Interface between user and soundcard will be program able to communicate with soundcard and diagnostic capabilities of its A/D converter. Core of diagnostic will be Fourier transform (in its discrete representation), with it, we can obtain frequency characteristic to make numeric compensation of eventually defects.

In first chapter will be discussed theoretical basics for measuring frequency characteristics of discrete signals. In second chapter will be explained principles of working standard soundcards and principles of working Win32 systems with soundcard interface. In third chapter will be described realized program for work with soundcards, its principle of getting, storing and working with obtained data. Fourth chapter will be about measuring input capabilities of three real soundcard.



Zvuková karta

Klíčová slova – zvuková karta, měřicí karta, vzorkovací frekvence, Fourierova transformace , šířka pásma, sigma-delta

Obsah

1. Diskrétní zpracování akustických signálů	9
1.1. Vzorkování signálů.....	10
1.2. Frekvenční analýza.....	13
1.2.1. Fourierovy řady.....	15
1.2.2. Fourierova transformace obecného signálu.....	15
1.2.3. Diskrétní Fourierova transformace.....	17
1.2.4. Rychlá Fourierova transformace.....	17
1.2.5. Využití FFT pro analýzu periodických signálů.....	19
1.2.6. Krátkodobá Fourierova transformace.....	20
1.2.7. Volba časového okna.....	20
1.2.8. Překrývání oken.....	25
1.2.9. Doplnění nul.....	25
1.2.10. Průměrování STFT.....	26
2. Zvuková karta.....	27
2.1. Sigma-Delta A/D převodník.....	28
2.2. Programové prostředky pro komunikaci zvukové karty s operačním systémem Windows.....	34
3. Popis vizuálního měřicího programu.....	36
3.1. Sběr dat v čase.....	37
3.2. Identifikace *.wav souboru.....	38
3.3. Výpočet a zobrazení spektra v reálném čase.....	38
4. Měření vlastností A/D převodníku.....	41
4.1. Měření statické charakteristiky.....	42
4.2. Měření impulsní charakteristiky.....	45
4.3. Měření frekvenční charakteristiky.....	49
4.4. Měření přenosové charakteristiky šumem.....	53
4.5. Shrnutí naměřených výsledků.....	57
5. Závěr.....	60
Literatura.....	62

1. Diskrétní zpracování akustických signálů

Proces diskrétního zpracování akustických signálů (tedy i funkce zvukové karty) se skládá z několika základních částí. Z převodu analogového signálu na jeho digitální reprezentaci, ze zpracování signálu a zpětného převodu zpracovaného signálu na analogový. Blokové schéma je na obrázku 1.1.

Akustický signál je na vstupu filtrován dolní propustí, omezující jeho kmitočtové spektrum na rozsah rovnající se teoreticky nejvýše polovině vzorkovacího kmitočtu. Teoretické odvození této, ale i dalších podmínek, které musí být splněny při diskrétním zpracování signálů je uvedeno v následujících kapitolách. Kmitočtově upravený analogový signál je dále diskretizován vzorkovacím obvodem. Z původního analogového signálu tak získáme amplitudově modulovaný impulsní signál. Při převodu diskrétního signálu na jeho digitální reprezentaci v analogově-číslíkovém převodníku dochází ke kvantování signálu. Pro vyjádření kvantované úrovně jednotlivých vzorků digitálního signálu se používá dvojkové soustavy.



Obr. 1.1 Blokové schéma diskrétního zpracování signálů (převzato z [4])

Akustický signál je vzorkován, kvantován a převeden na digitální reprezentaci. Digitální signál pak může být pomocí metod číslicového zpracování signálů analyzován v časové i kmitočtové oblasti např. pomocí rychlé Fourierovy transformace která bude v této práci využita a dále podrobně rozebrána.

Číslicové zpracování dosáhlo značného rozšíření pro kmitočtovou analýzu odezev akustických, elektroakustických a elektromechanických soustav na měřicí signály. Pomocí číslicové techniky tak můžeme určit přenosové vlastnosti měřených soustav, které je někdy obtížné získat analogovým měřením.

1.1 Vzorkování signálů

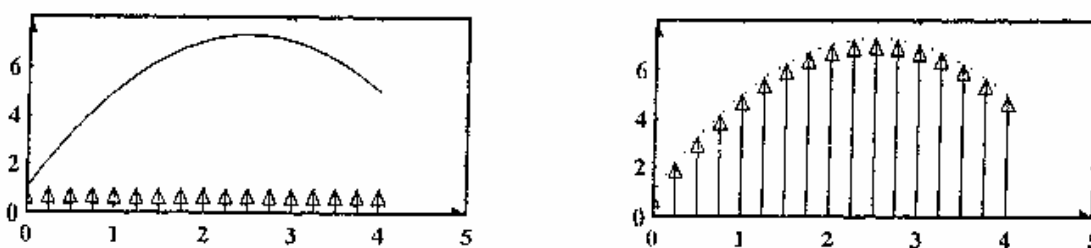
Digitální reprezentaci analogového akustického signálu $x(t)$ získáme jeho vzorkováním (diskretizací) a kvantováním. Vzorkováním signálu rozumíme výběr určitých funkčních hodnot nebo úseků signálu $x(t)$ ve stanovených časových okamžicích.

Při výkladu budeme vycházet z ideálního vzorkování signálu $x(t)$ funkcí $\delta(t)$. Diskretizovaný signál můžeme vyjádřit vztahem:

$$x_s(t) = x(t) \cdot g(t) \quad (1.1)$$

$$x_s(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s) \delta(t - nT_s)$$

Kde $g(t)$ je vzorkovací funkce. Diskretizace signálu v časové oblasti je znázorněna na obr 1.2.



Obr. 1.2. Vzorkování původního signálu funkcí $g(t)$

Funkci $x_s(t)$ nazveme reprezentací posloupnosti $x(nT_s)$, která vznikla vzorkováním signálu $x(t)$ vzorkovacím krokem T_s . Kmitočtové spektrum $X_s(\omega)$ reprezentace časové posloupnosti získáme pomocí vztahů platných pro Fourierova transformaci.

$$X_s(\omega) = FT\{x_s(t)\} = FT\{x(t) \cdot g(t)\},$$

$$X_s(\omega) = FT\left\{x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)\right\}, \quad (1.2)$$

$$X_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} X(\omega) * G(\omega),$$

$$X_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} FT\{x(t)\} * FT\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)\right\}, \quad (1.3)$$

$$X_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} X(\omega) * \left[\frac{2\pi}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s) \right], \quad (1.4)$$

$$X_s(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} X(\alpha) \delta(\omega - k\omega_s - \alpha) d\alpha, \quad (1.5)$$

$$X_s(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(\omega + k\omega_s), \quad \text{kde } \omega_s = \frac{2\pi}{T_s}. \quad (1.6)$$

Funkce $X_s(\omega)$ je periodická v kmitočtové oblasti s periodou ω_s .

V praxi se však vzorkování signálu $x(t)$ neuskutečňuje pomocí teoretické vzorkovací funkce $\delta(t - nT_s)$. Vzorkování se děje pomocí funkce $g_r(t)$ složené z obdélníkových impulsů o šířce τ a s periodou T_s .

Diskretizovaný signál můžeme v časové oblasti vyjádřit vztahem

$$x_r(t) = x(t) \cdot g_r(t), \quad (1.7)$$

v kmitočtové oblasti pak obdržíme

$$X_r(\omega) = FT\{x_r(t)\} = FT\{x(t) \cdot g_r(t)\}, \quad (1.8)$$

$$X_r(\omega) = \frac{1}{2\pi} X(\omega) * G_r(\omega). \quad (1.9)$$

Nejprve si určíme spektrum jednoho impulsu $g_1(t)$, který lze v časové oblasti definovat vztahem

$$g_1(t) = 1, |t| \leq \frac{\tau}{2}, \quad g_1(t) = 0, |t| > \frac{\tau}{2}. \quad (1.10)$$

Spektrum obdélníku $g_1(t)$ má tvar

$$G_1(\omega) = \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} e^{-j\omega t} dt = \tau \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}}. \quad (1.11)$$

Signál $g_r(t)$ tvořený periodickou řadou obdélníků $g_1(t)$ můžeme napsat

$$g_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_1(t - nT_s). \quad (1.12)$$

Spektrum $G_r(\omega)$ vyplyne z Fourierova řady $g_r(t)$

$$G_r(\omega) = \frac{2\pi\tau}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{k\omega_s\tau}{2}}{\frac{k\omega_s\tau}{2}} \delta(\omega - k\omega_s). \quad (1.13)$$

Pomocí rovnic (1.9) a (1.13) můžeme určit spektrum vzorkovaného signálu $X_g(\omega)$

$$X_r(\omega) = \frac{1}{2\pi} X(\omega) * \left\{ \frac{2\pi\tau}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{k\omega_s\tau}{2}}{\frac{k\omega_s\tau}{2}} \delta(\omega - k\omega_s) \right\}, \quad (1.14)$$

$$X_r(\omega) = \frac{\tau}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{k\omega_s\tau}{2}}{\frac{k\omega_s\tau}{2}} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega - \alpha) \delta(\alpha - k\omega_s) d\alpha, \quad (1.15)$$

$$X_r(\omega) = \frac{\tau}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{k\omega_s\tau}{2}}{\frac{k\omega_s\tau}{2}} X(\omega - k\omega_s). \quad (1.16)$$

Z předchozího vztahu (1.16) vyplývá, že spektrum impulsního signálu se skládá z původního spektra analogového signálu $X(\omega)$ a posunutých spekter $X(\omega - k\omega_s)$ jako v případě vzorkování signálu funkcí $\delta(t - nT_s)$. Amplitudy dílčích spekter však nejsou konstantní ale mají klesající charakter daný typem funkce $\sin(k\omega_s\tau/2) / (k\omega_s\tau/2)$.

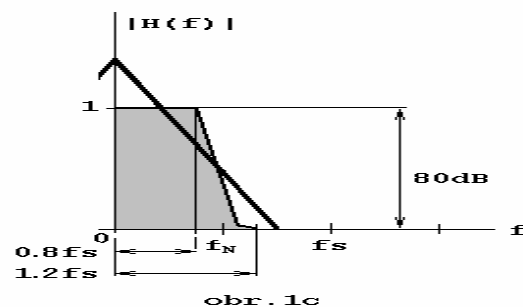
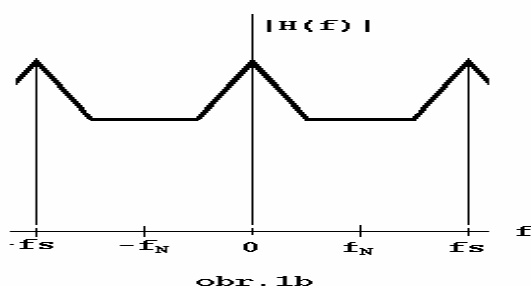
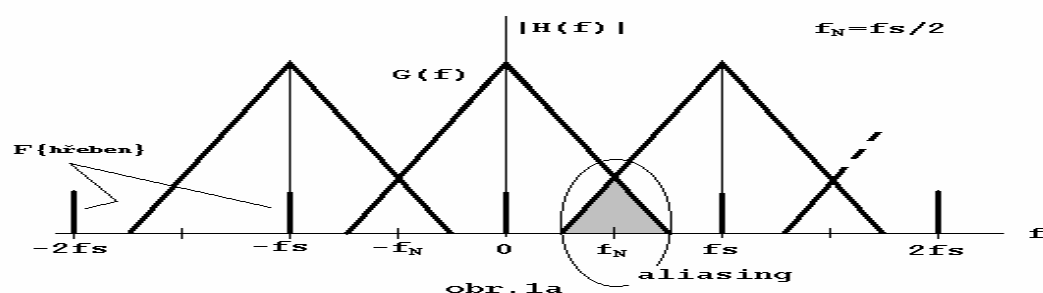
Vzhledem k tomu, že u A/D převodníků pro audio signály platí $\tau \ll T_s$, je změna amplitud spekter vzhledem k rostoucímu kmitočtu $|k\omega_s|$ velmi pomalá. Jestliže budeme uvažovat šíři vzorkovacího impulzu $\tau \rightarrow 0$, budeme se blížit ideálnímu vzorkování, které je vyjádřeno vztahem (1.6).

V obecném případě se mohou jednotlivá posunutá spektra $X(\omega \pm kT_s)$ vzájemně překrývat. Vzniká tzv. aliasing. V místě překrytí spekter dochází k jejich komplexnímu součtu a ke vzniku zkreslení vzorkovaného signálu. Aby k uvedenému jevu nedocházelo, je zapotřebí, aby byla splněna základní podmínka pro vzorkovaný signál

$$X(\omega) = 0, \quad \text{pro } |\omega| \geq \frac{\omega_s}{2}. \quad (1.17)$$

Splnění podmínky (2.17) zajistíme tím, že analogový signál $x(t)$ na vstupu kmitočtově omezíme dolní propustí s mezním kmitočtem $\omega_s / 2$, nazývaným též kmitočtem Nyquistovým. Pro vzorkování signálů musíme zvolit dostatečně vysoký vzorkovací kmitočet tak, aby odpovídal minimálně dvojnásobku kmitočtu přenášeného zvukového signálu. Krom grafického vyjádření vztahu (1.6) na obr.1a a obr.1b, které zachycují samostatná a složená spektra, obr.1c ukazuje způsob jak takovému znehodnocení při vzorkování předcházet. Vzniku překrytí spolehlivě zamezíme nízkopásmovou filtrací předcházející vzorkování resp. převzorkování. V momentě vzorkování nemáme jinou možnost, než použít klasický analogový filtr navržený jako dolní propust. Při studiovém zpracování zvukových signálů se používají vzorkovací kmitočty 44,1 kHz, 48kHz nebo i vyšší. Nová generace studiových zařízení pro zpracování a záznam zvukových signálů, např. Super Audio CD používá vzorkovací kmitočet až 192 kHz. Pro měřicí účely v elektroakustice se používají vzorkovací kmitočty řádově 3÷4 násobně vyšší, než je šíře kmitočtového spektra měřeného signálu.

Dále v této práci bude používán nejrozšířenější vzorkovací kmitočet ve zvukových kartách - 44,1kHz.



1.2 Frekvenční analýza

Průběh signálu se obvykle znázorňuje v čase, jinak řečeno v časové oblasti – doméně. Posuzování časového průběhu signálu vhodně doplňují i jeho vlastnosti prezentované rozkladem na soubor elementárních funkcí. Nejpřirozenější je rozklad na soubor harmonických funkcí, které se liší amplitudou, úhlovou frekvencí a svou počáteční fází. Mimo to je v praxi často výhodné (teoreticky i experimentálně) používat harmonických funkcí $\exp(i\omega t)$, neboť jsou snadno prakticky realizovatelné (resp. jejich imaginární a reálná část) a mají výhodné matematické vlastnosti (zvláště vzhledem k derivaci a integrování).

Jestliže se u souboru harmonických signálů znázorní závislost amplitudy a počáteční fáze na frekvenci, pak je signál znázorněn ve frekvenční oblasti – doméně. Rozklad periodické funkce na kombinaci harmonických signálů se nazývá Fourierova (nekonečná) řada. Pro obecné neperiodické funkce se používá Fourierova transformace (FT).

Frekvenční oblast je zvláště vhodná pro analýzu periodických nebo kvasiperiodických signálů. Složení tohoto typu signálu se analyzuje ve frekvenční oblasti mnohem přehledněji než v časové oblasti.

Definiční vzorec pro FT je integrálem a pro praktickou realizaci není příliš vhodný, neboť jeho analytické řešení existuje jen v omezeném počtu případů a je nutno jej tedy řešit přechodem z nekonečného integrálu na konečnou sumci. V případě počítačového zpracování nemáme spojitou funkci, ale jen její hodnoty v diskrétních vzorkovacích okamžicích. Z těchto důvodů se definuje diskrétní Fourierova transformace (DFT), která je již polynomem a jejími vstupy a výstupy jsou posloupnosti hodnot. Nevýhodou této definice je její značná časová náročnost, která roste se čtvercem délky její vstupní posloupnosti. Proto byl vypracován algoritmus, který vychází z vlastností exponenciálních diskrétních funkcí a výrazně snižuje potřebnou dobu výpočtu. Tento algoritmus je zvykem nazývat rychlá Fourierova transformace (FFT).

Fourierova transformace se ukázala být účinnou metodou zpracování různých signálů. Často je využíváno její vlastnosti převodu konvoluce na násobení, což umožňuje provádět frekvenční filtraci, tedy odstraňovat ze signálu části s různými frekvencemi. Operace ve frekvenční oblasti mohou upravovat obrazy takovým

způsobem, aby např. došlo k zvýraznění hran, k odstranění „proužkování“ či ke zvýraznění některých struktur v obraze.

1.2.1 Fourierovy řady

Nejjednodušší odvození Fourierovy transformace vychází z tzv. Fourierovy řady periodické funkce. Periodická funkce je charakterizována rovností vzájemně posunutých funkčních hodnot $x(t) = x(t + nT)$, kde T je perioda a $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ je její násobek. Definiční vzorce Fourierovy nekonečné řady jsou následující:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} F_k e^{j\frac{2\pi}{T}kt} \quad (1.2.1)$$

$$F[k] = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-j\frac{2\pi}{T}kt} dt \quad (1.2.2)$$

kde $F[k]$, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ jsou koeficienty Fourierovy řady.

Fourierova řada představuje rozklad signálu na nekonečný počet dvojic vektorů, které rotují proti sobě. Umožňuje rozložit libovolný periodický signál na harmonické složky (ty jsou tvořeny harmonicky vázanými (ko)sinusoidami, jejichž frekvence je celistvým násobkem $1/T$) a zpětně signál zrekonstruovat.

Mezi komplexní funkcí $x(t)$ a koeficienty $F[k]$ platí Parsevalův vztah

$$P_x = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |F[k]|^2, \quad (1.2.3)$$

který udává výkon signálu jak v časové tak i ve frekvenční oblasti a na jeho základě lze určit, kolik harmonických složek je třeba k dostatečnému popisu signálu (čím více složek, tím lepší zpětná rekonstrukce signálu).

1.2.2 Fourierova transformace obecného signálu

Rozklad na Fourierovu řadu se týká jen periodických signálů. Přestože počet složek rozkladu je obecně nekonečný, obsahuje tento rozklad jen složky s frekvencemi,

které jsou násobky, tzv. harmonické, základní frekvence opakování signálu. To znamená, že spektrum obsahuje jen izolované složky.

Rozklad obecného, tj. nejen periodického signálu, ale také neperiodického signálu na harmonické složky, lze vypočítat s pomocí Fourierovy transformace. Výraz pro Fourierovu transformaci můžeme odvodit z Fourierovy řady rozšířením intervalu periodicity T na $(-\infty, \infty)$. Tento rozklad obsahuje obecně složky o všech frekvencích. Spektrum je spojitá funkce frekvence. Definiční vzorce přímé a zpětné (inverzní) Fourierova transformace pro signál, tj. funkci $x(t)$ ve významu vzoru nebo originálu jsou následující:

$$X(j\omega) = F\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (1.2.4)$$

$$x(t) = F^{-1}\{X(j\omega)\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega)e^{j\omega t} d\omega, \quad (1.2.5)$$

kde funkce úhlové frekvence $X(j\omega)$ má význam obrazu nebo také obecně signálu, který je transformován do frekvenční oblasti a je nazývána Fourierovo nebo komplexní spektrum.

Fourierova transformace je zobrazení na prostoru komplexních funkcí komplexní proměnné, a proto je Fourierův obraz reálné funkce obecně funkce komplexní. Lze ho rozložit na amplitudu a fázi

$$F(x(t)) = |F|e^{j\varphi}, \quad (1.2.6)$$

kde amplituda $|F|$ je Fourierovo spektrum vyšetřované funkce a φ je fázový úhel. Spektrum obsahuje informace o frekvencích přítomných v signálu a fázový úhel nese informaci o vzájemném posunutí rozkladových funkcí vůči počátku. Signál je tedy charakterizován nelokálními funkcemi a jejich vzájemným posunutím. Pro aplikace zaměřené na lokální vlastnosti signálu není tento popis zcela vhodný. Vhodnější se jeví popis pomocí lokalizovaných funkcí, tj. funkcí jímž lze přisoudit polohu v čase. Rozklad signálu je v těchto případech místo frekvence a fáze charakterizován frekvencí a polohou v čase a zabývá se jím tzv. časově frekvenční analýza.

1.2.3 Diskrétní Fourierova transformace

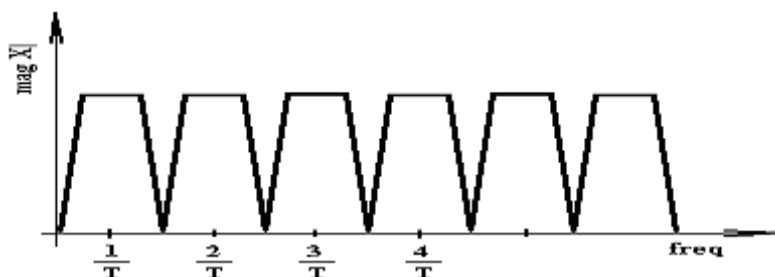
Uvedené tvary stále popisují pouze matematickou podstatu. Při zpracování signálů se pracuje s konečnými počty vzorků a u spojitých funkcí lze pracovat pouze se vzorky těchto funkcí. Přitom signály v oblasti času i frekvence mají konečný počet hodnot N a při výpočtech se považují za periodické (pracuje se s periodickým prodloužením průběhu ze základního intervalu). Transformace umožňující přechody mezi časovou oblastí, kde nezávisle proměnnou budeme značit n , a frekvenční oblastí, kde nezávisle proměnnou budeme značit k , je v tomto případě tzv. finitní Fourierova transformace. Nazývá se diskrétní Fourierova transformace (DFT) a je definována vztahy:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (1.2.7)$$

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (1.2.8)$$

Vztah (1.2.7) se nazývá přímá diskrétní Fourierova transformace (DFT) a vztah (1.2.8) zpětná (inverzní) diskrétní Fourierova transformace (IDFT).

DFT si také můžeme představit jako soustavu pásmových propustí se shodnou šířkou pásma danou $\Delta f = \frac{1}{T}$.



Obr.1.2.1 DFT jako soustava pásmových propustí (převzato z [8]).

Výsledkem DFT je konečný počet diskrétních vzorků. Signálu $x[n]$ o N vzorcích, tj. posloupnosti $x[0], x[1], \dots, x[N-1]$ odpovídá N frekvenčních vzorků $X[k]$.

1.2.4 Rychlá Fourierova transformace

Do 60. let tohoto století bylo využití DFT dle (1.2.7) a (1.2.8) omezeno na sálové počítače a výpočty pro velké počty dat trvaly desítky minut i hodin. Pro výpočet N hodnot $X[k]$ podle (1.2.7) je totiž třeba N^2 komplexních násobení a $N(N-1)$ (obecně komplexních) sčítání, čili doba potřebná pro výpočet je přibližně úměrná N^2 .

Rychlá Fourierova transformace (Fast Fourier Transform – FFT) je velmi efektivní způsob výpočtu DFT. Byl popsán v roce 1965 J.W.Cooley a J.W.Tukeym a znamenal revoluci v číslicovém zpracování signálu. FFT je definována vztahem:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot W_N^{nk} \quad (1.2.9)$$

Obdobné algoritmy byly objeveny již na přelomu století, ale nebyly prakticky využity vzhledem k tehdejšímu stavu výpočetní techniky. Dnes existuje těchto algoritmů celá řada. Tyto algoritmy využívají periodičnosti a různých symetrií exponenciály v (1.2.7) a (1.2.8), kterou bývá zvykem označovat jako otáčecí činitel (twiddle factor) $W_N^{nk} = e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$ a tím vznikají úspory ve výpočtech. Pro tento činitel například platí:

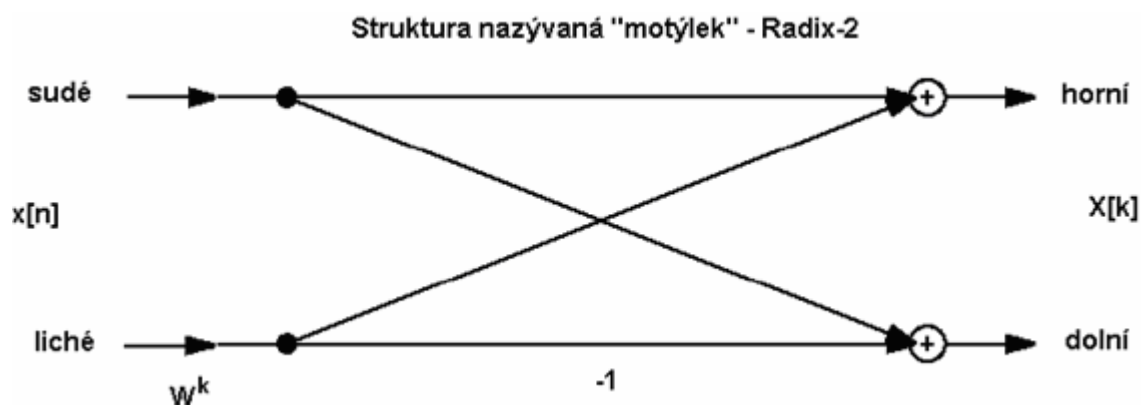
- diagonální symetrie $W_N^{nk} = W_N^{kn}$
- zrcadlová symetrie $W_N^{n+N/2} = -W_N^n$
- poloviční perioda $W_N^{2n} = W_{N/2}^n$

Rozdělíme-li výpočet (1.2.9) na samostatný výpočet sudé X_s a liché X_l části, pak stačí spočítat pouze polovinu obrazu. Zbýlý je vzhledem k sudé periodicitě X_s a liché periodicitě X_l dopočitatelný podle vztahů:

$$X[k] = X_s[k] + W_N^k X_l[k] \quad (1.2.10a)$$

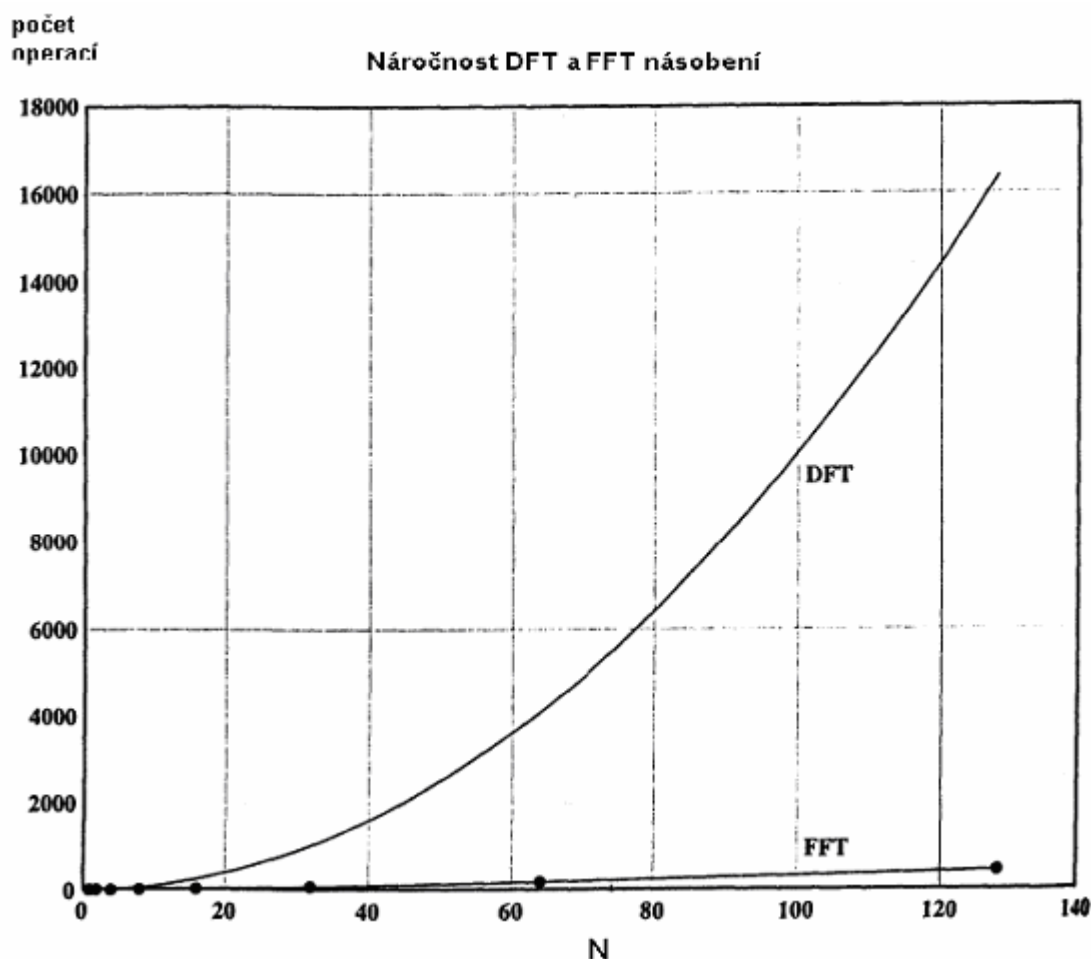
$$X[k + N/2] = X_s[k] - W_N^k X_l[k] \quad (1.2.10b)$$

Výpočet je možné znázornit grafem, který se nazývá „motýlek“ (butterfly).



Obr. 1.2.2 Struktura nazývaná „motýlek“ (převzato z [8])

Nejrozšířenější jsou algoritmy FFT pro $N=2^m$, kde m je přirozené číslo. Tyto algoritmy používají decimaci číslem 2 v časové oblasti (decimation in time FFT – DIT FFT Radix-2) a tím redukuje počet operací pro výpočet N bodů DFT na $N.m/2$ ($m=\log_2 N$). Časová úspora takto dosažená je značná, jak je vidět na obr. 1.2.3, a to zejména pro velká N . V aplikacích se vyskytují i algoritmy s vyšším základem (Radix-4,8,16,...), a dále algoritmy s kombinací různých základů (Split Radix) [1].



Obr. 1.2.3 Porovnání rychlosti DFT a FFT (převzato z [8]).

1.2.5 Využití FFT pro frekvenční analýzu periodických signálů

V důsledku velké výpočtové rychlosti FFT se DFT stala velmi důležitým nástrojem také v měřicí technice, zejména pro frekvenční analýzu a číslicovou filtraci. Výhodou frekvenční analýzy prováděné pomocí FFT proti analýze s užitím číslicových filtrů je, že pomocí FFT získáme nejen amplitudové spektrum (absolutní hodnotu spektra), ale i fázové spektrum. Pomocí těchto je možno výhodně počítat řadu dalších charakteristik signálů (korelační funkce, výkonové spektrální hustoty apod.) a u

dvoukanálových měření lze pomocí FFT zjišťovat i vzájemné korelační funkce a spektra [1].

1.2.6 Krátkodobá Fourierova transformace

K nejdříve používaným časově frekvenčním postupům patří využití jisté modifikace Fourierovy transformace, nazývané dle postupu výpočtu Krátkodobá Fourierova transformace (Short Time Fourier Transform – STFT). STFT lokalizuje frekvenční složky v čase s konstantním rozlišením. Základním principem metody je rozdělení signálu na dostatečně malé realizace, u nichž je možno předpokládat dostatečnou stacionaritu. To je provedeno multiplikací jisté okénkové funkce a signálu. Na každém takovém výřezu je provedena Fourierova transformace. Okénko se postupně posouvá v čase. STFT poskytuje kompromis mezi časovým a frekvenčním rozlišením signálu. Její definiční integrál je dán rovnicí

$$STFT(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} [x(t) \cdot w^*(t - \tau)] \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t} \cdot dt, \quad (1.2.11)$$

kde w je okénková funkce, $*$ je komplexní konjugace, τ je časové posunutí okénka, $x(t)$ je časová reprezentace signálu a $STFT(\tau, f)$ je jeho časově frekvenční reprezentace. Rekonstrukci signálu $x(t)$ je možné realizovat zpětnou (inversní) transformací dle vztahu:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} STFT(\tau, f) \cdot w(t - \tau) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t} \cdot d\tau \cdot df \quad (1.2.12)$$

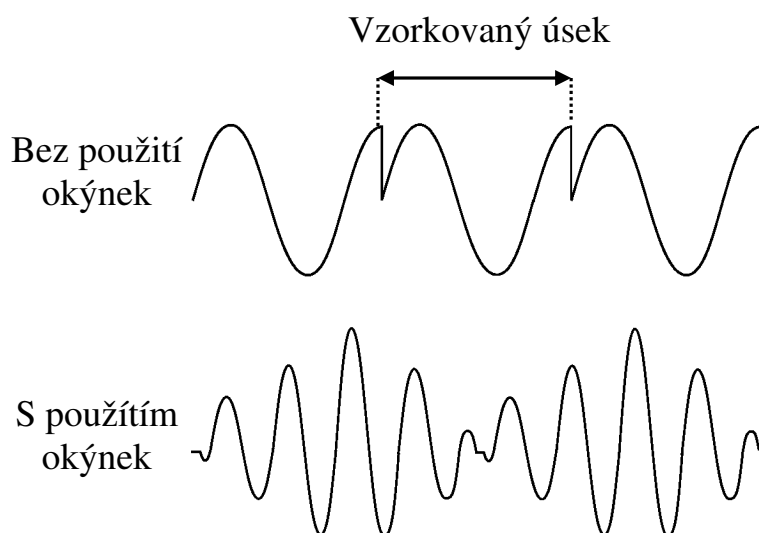
V technické praxi obvykle signál obsahuje význačné frekvenční složky různých řádů. Proto je někdy nevýhodou STFT skutečnost, že se aplikuje časové okno stejné šířky pro všechna frekvenční pásma a tudíž frekvenční oblast je rozdělena lineárně. Přes určité omezení vyplývající z Heisenbergova principu neurčitosti a z něj pramenících omezení s výběrem vážící okénkové funkce a její šíře, se STFT stává jedním ze základních a rychlých přístupů pro časově frekvenční analýzu stacionárních i nestacionárních signálů.

Přesnost a vhodnost této metody závisí na volbě okénkové funkce, její velikosti a na případném překrytí jednotlivých segmentů. Překrytí zajišťuje, že nedojde ke skokovým změnám frekvencí [1].

1.2.7 Volba časového okna

Při výpočtu DFT je předpokládáno, že signály jsou periodické. To znamená, že jen pro frekvence harmonického signálu, které jsou násobkem $1/T$, obsahuje záznam celočíselný počet period. Harmonické signály s neceločíselným násobkem své frekvence vzhledem k $1/T$ jsou zaznamenány jako výsek, o kterém je implicitně při výpočtu DFT předpokládáno, že je jednou celistvou periodou signálu.

Jelikož se při STFT postupuje tak, že se vstupní signál rozdělí na kratší úseky a z nich jsou následně spočítána jakási místní spektra pomocí Fourierovy transformace, je zřejmé že tyto úseky (viz obr. 1.2.4) nemusí zahrnout přesně celočíselný násobek periody signálu. To se také projeví ve složení spektra, kde vzniknou zdánlivé složky, které ve skutečnosti v harmonickém signálu nejsou.

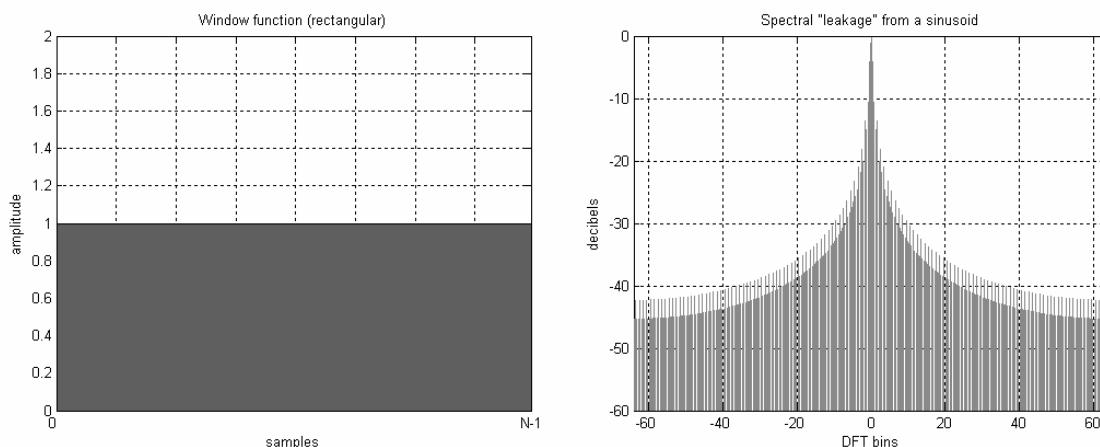


Obr. 1.2.4 V časové oblasti dochází ke snížení nespojitosti na krajích vzorkovaných úseků.

Rozdělení signálu na menší realizace je provedeno jako součin původního signálu s určitým typem časového okna.

- Obdélníkové (Rectangular) časové okno $w_r(t)$ lze vyjádřit vztahy:

$$\begin{aligned} w_r(t) &= 1 \text{ pro } -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}, \\ w_r(t) &= 0 \text{ pro ostatní } t \end{aligned} \quad (1.2.13)$$

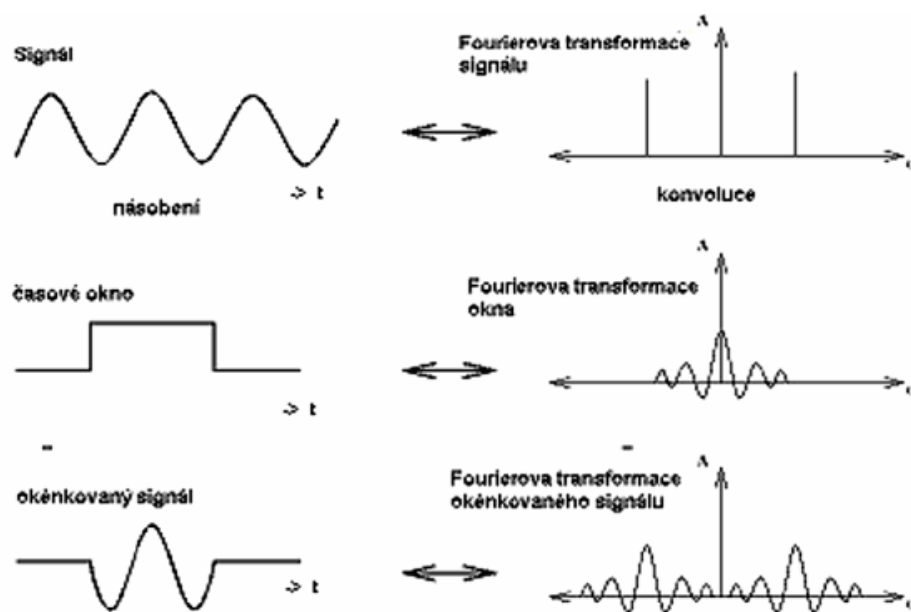


Obr.1.2.5 Časový průběh a spektrum obdélníkového okna.

Spektrum obdélníkového okénka je funkce $\text{sinc}(x)$.

Nejvyššímu oblouku se říká "hlavní lalok", ostatní oblouky jsou tzv. "postranní laloky" nebo "postranní vlny". Pro frekvenční analýzu je výhodné, aby postranní laloky byly proti hlavnímu co nejnižší (tím se potlačí rušivé složky spektra) a přitom aby byl hlavní lalok co nejužší (pak se ve spektru objeví minimum velkých rušivých složek blízko analyzované frekvence). Dalším požadavkem je minimalizace největší možné chyby hlavní čáry spektra, čili velikost poklesu amplitudy hlavního laloku.

V případě obdélníkového okna mají postranní laloky malý odstup od hlavního laloku. Neleží-li spektrální frekvence na diskrétní frekvenci f_k , $k=0,1,\dots,N/2-1$, je spektrum značně roztaženo a navíc amplituda spektra pro hlavní frekvenci je značně zkreslena.



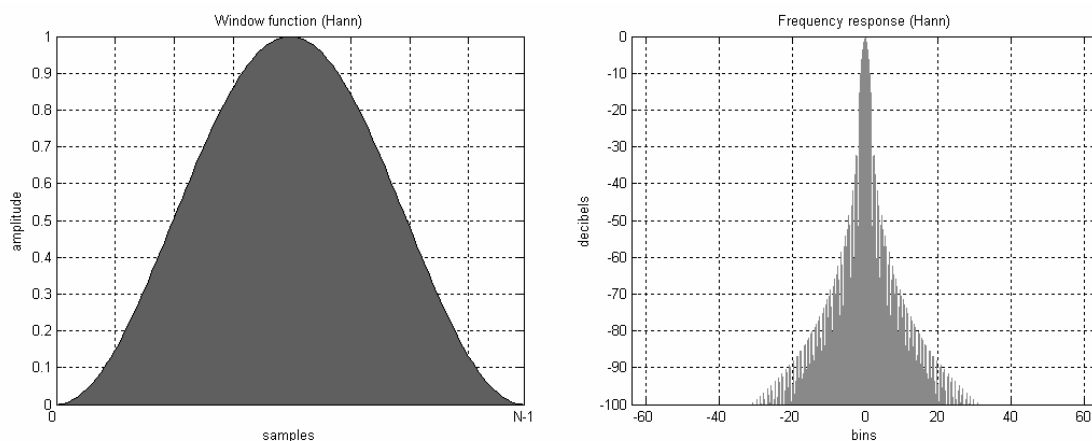
Obr. 1.2.6 Signál vážený obdélníkovým oknem.

Proto bylo vymyšleno mnoho jiných okének. Jejich spektrum má širší hlavní složku přes dvě a více diskretních frekvencí a větší odstup postranních laloků od hlavního. To má výhodu v menší chybě amplitudy, na druhé straně však dochází k roztažení hlavního pásma a tak není možné přesně lokalizovat skutečnou frekvenci.

- Okno Hanning je definováno vzorcem

$$w_h(t) = 1 - \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot t}{T}\right) \quad \text{pro } 0 \leq t \leq T \quad (1.2.14)$$

$$w_h(t) = 0 \quad \text{pro } t < 0, T \leq t$$

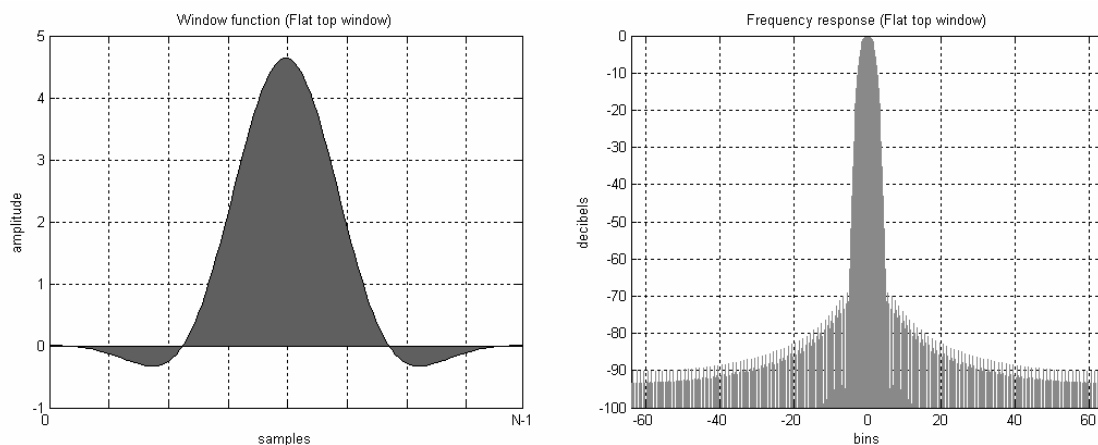


Obr. 1.2.7 Časový průběh a spektrum Hanningova okna.

- Okno Flat Top je v intervalu $0 \leq t < T$ definováno vzorcem

$$w_{FT}(t) = 1 - 1,98 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot t}{T}\right) + 1,29 \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot t}{T}\right) -$$

$$-0,388 \cdot \cos\left(\frac{6 \cdot \pi \cdot t}{T}\right) + 0,0322 \cdot \cos\left(\frac{8 \cdot \pi \cdot t}{T}\right) \quad (1.2.15)$$



Obr. 1.2.8 Časový průběh a spektrum Flat Top okna.

Typ okna	Šířka pásma šumu	Maximální relativní chyba amplitudy(dB)	Nejvyšší postranní lalok (dB)	Pokles laloků (dB/dec)
Obdélníkové	$1,00\Delta f$	3,9	-13,3	20
Hanning	$1,50\Delta f$	1,42	-31,5	60
Flat top	$3,77\Delta f$	0,01	-68,3	0

Tab. 1.2.1 Porovnání vlastností časových oken
[1,8]

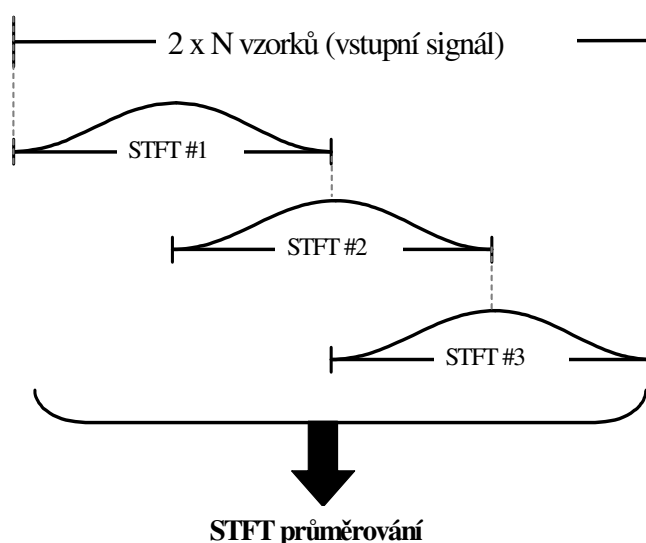
Zkoumaný signál	Potřebné parametry okna
Vzdálené a silně interferující složky	vysoký pokles laloků.
Blízké a silně interferující složky	malá maximální úroveň postr. laloků
Přesné měření samostatných tónů	široký hlavní lalok

Tab. 1.2.2 Kritéria pro výběr okna

1.2.8 Překrývání oken

Pokud aplikujeme okna na bloky vzorků omezíme tím po aplikaci STFT vznik neexistujících složek, ale na krajích těchto bloků může docházet k místním ztrátám informací (nulové vzorky na krajích oken se násobí se vzorky zkoumaného signálu). Toto lze výrazně snížit tzv. překrýváním oken (windows overlapping) a následným zprůměrováním (viz obr. 1.2.9).

Princip spočívá ve vybrání alespoň 2x většího bloku navzorkovaných dat než předpokládané velikosti bloku který má být násoben oknem a transformován do frekvenční oblasti. V tomto bloku se provádí dílčí okénkování a transformace, vstupní vzorky každé další dílčí transformace začínají o určitý počet vzorků dříve než poslední vzorek předchozí transformace, tento „rozdílový“ počet vzorků se přepočítává na procenta a udává se tím velikost překrývání oken. Výsledný frekvenční obraz signálu vznikne zprůměrováním těchto dílčích transformací. Běžně se používá 50-75% překrytí, záleží na šířce hlavního laloku použitého okna. Použití této metody zvyšuje s rostoucím překrytím výpočtovou zátěž.

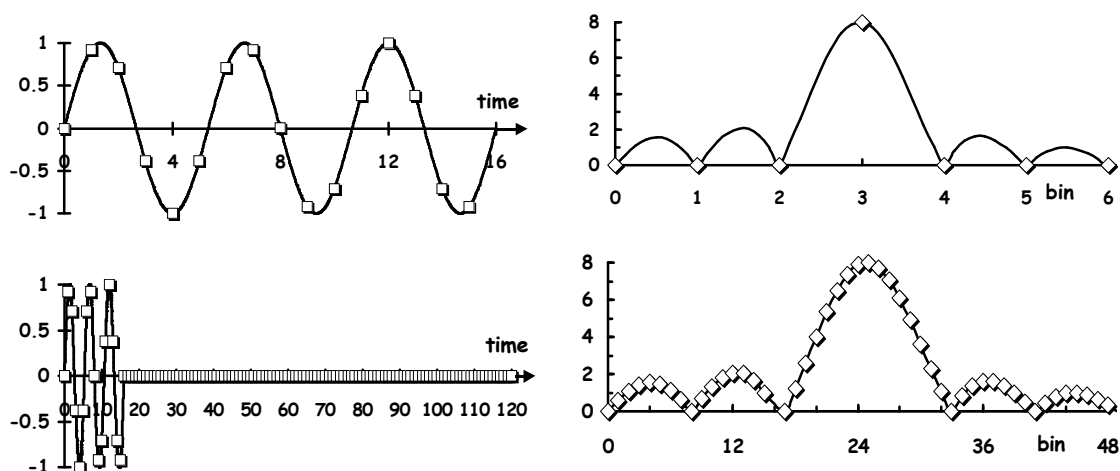


Obr. 1.2.9 Princip překrývání oken

1.2.9 Doplnění nul

Doplněním nul (zero padding) za konec bloku dat před aplikací STFT/FFT, se používá pro zvýšení rozlišení frekvenční osy výsledného frekvenčního obrazu (obr.

1.2.10) , nebo pokud je počet vstupních vzorků FFT jiný než $N=2^m$ (viz kapitola 1.2.4) , nuly se doplní na nejbližší větší takové číslo. Při tom nedochází ke ztrátám informací.



Obr. 1.2.10 Efekt doplnění zkoumaného signálu nulami

1.2.10 Průměrování STFT

Průměrovat dílčí výsledky STFT například při metodě překryvu oken je možno jednoduše aritmetickým průměrem nad všemi dílčími výsledky (viz. vztah 1.2.16).

$$\overline{STFT}(k) = \frac{STFT_1(k) + \dots + STFT_M(k)}{M} \quad (1.2.16)$$

$M = \text{Počet STFT } k \text{ průměrování}$

$k = \text{počet vzorků } k \text{ průměrování, } k = 0..N-1$

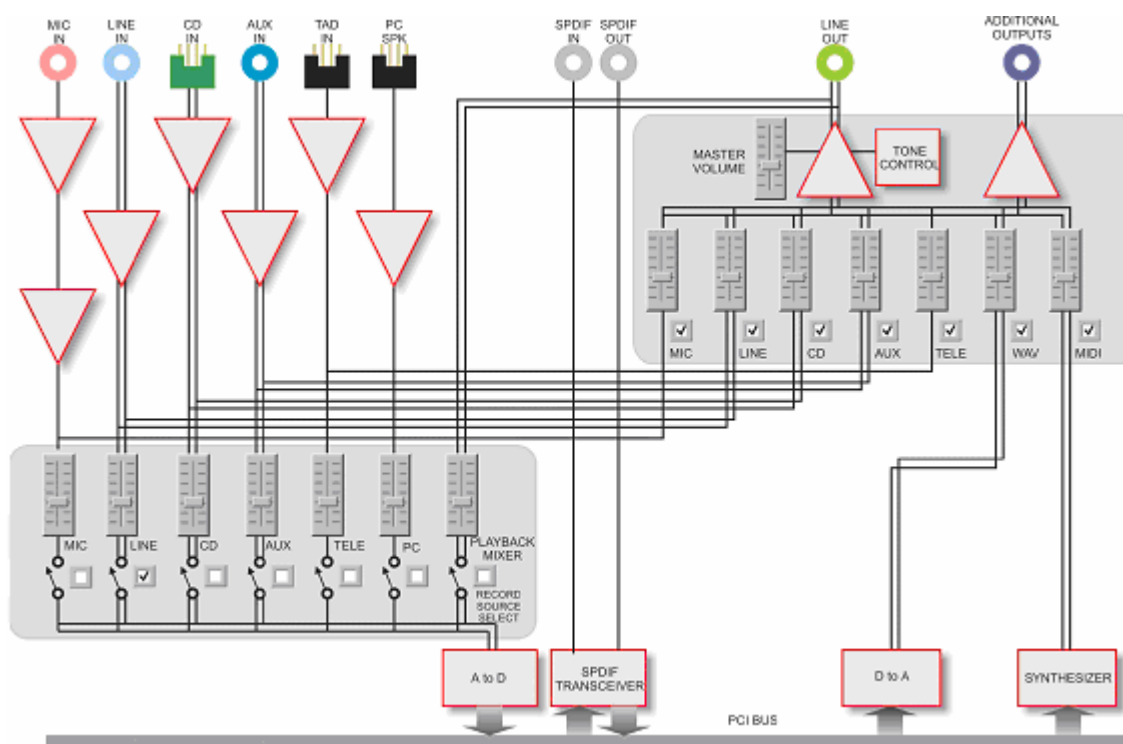
Při programování, je ale potřeba v případě, že neznáme konečný počet výsledků nutno dynamicky alokovat pole pro uložení každého dílčího výsledku. Zde je výhodnější průměrovat při každém dalším příchozím výsledku , takže jsou potřeba jen dvě pole, jedno pro příchozí dílčí výsledek a druhé pro výsledek průměrování. Následující vztah (1.2.17) ukazuje výpočet tohoto „kontinuálního“ průměrování.

$$\overline{STFT}(k) = \frac{N * \overline{STFT}(k) + STFT(k)}{N+1} \quad (1.2.17)$$

$N = \text{počet předchozích průměrování}$

$k = \text{číslo vzorku, } k = 0, 1..N-1$

2. Zvuková karta



Obr. 2. Blokové schéma typické zvukové karty PC

Na obrázku 2 je znázorněno blokové schéma typické zvukové karty. Jak je vidět vstupní analogové signály nelze míchat, do A/D převodníku vstupuje vždy jen jeden signál. Každý vstupní signál je nejprve analogově zpracováván. Je zde horní propust, která má za úkol hlavně potlačit stejnosměrný signál, což pro použití karty jako měřicího prostředku znamená nemožnost toto stejnosměrné napětí měřit. Dále je zařazen předzesilovač a v případě mikrofonního vstupu je ještě zapojen zesilovač o zisku 20dB (tzv. Mic Boost), mikrofonní vstup je klasický 3,5 mm stereo jack jehož jeden kanál poskytuje 5,5V nutné napětí pro napájení typických elektretových mikrofonů, které mají nízkou impedanci. Z těchto důvodů nebude mikrofonní vstup měřen, mohl by zkreslit kvalitu A/D převodníku. Vstup line-in má vstupní impedanci různou podle typu karty typicky 10-40kΩ. Vstupní napěťová úroveň se dost liší u různých karet od -30dBV do 6dBV. Napěťová vstupní úroveň není standardně u karet uváděna a datasheety ke zvukovým kartám nejsou většinou dostupné. Toto proto nutné

zjistit měřením úrovně na referenční frekvenci užívané v audio analýze - 1kHz pomocí generátoru sinusového napětí.

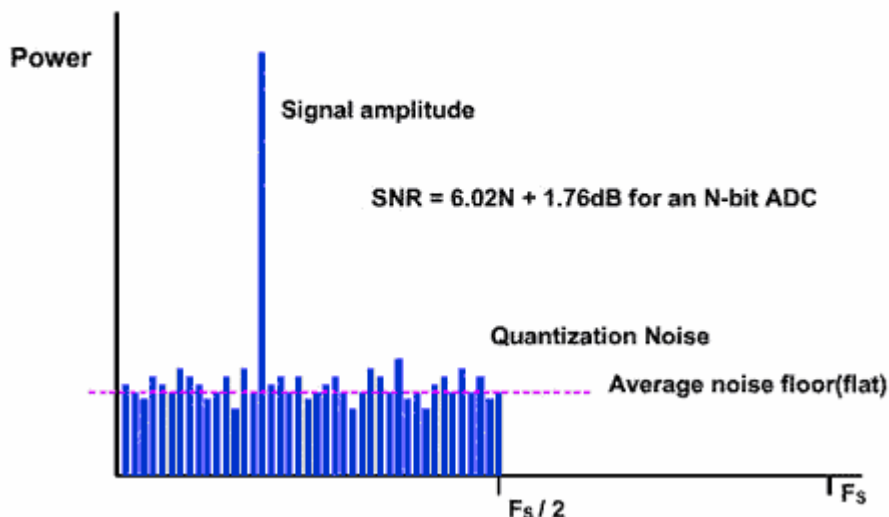
Nyní se dostáváme k nejdůležitější části co se kvality měření týče a to je A/D převodník. Ve zvukových kartách se typicky používá Sigma-Delta převodník (vycházím ze specifikací několika zvukových karet), jenž je jasnou volbou pro svou vynikající schopnost silného potlačení kvantizačního šumu. U profesionálních měřících karet je výběr A/D převodníku větší protože pro zpracování vysokých frekvencí (1Mhz +) je obtížné a nákladné (nebo nerealizovatelné) vyrobit sigma delta převodník jehož vzorkovací frekvence je několikanásobně vyšší než měřený frekvenční rozsah. Ale pro audio frekvenční rozsah je však ideální volbou.

2.1 Sigma-Delta A/D převodník

Sigma-delta převodníky poskytují vysoké rozlišení a integraci za nízkou cenu, což z nich dělá vhodné kandidáty právě do zvukových karet.

Analogová strana převodníku je jednoduchá, digitální strana, která činní převodník levný je více složitější. Stručný popis postupu zpracování analogového signálu na digitální sestává z převzorkování (oversampling), tvarování šumu (noise shaping), digitální filtrace a decimace.

The Frequency Domain



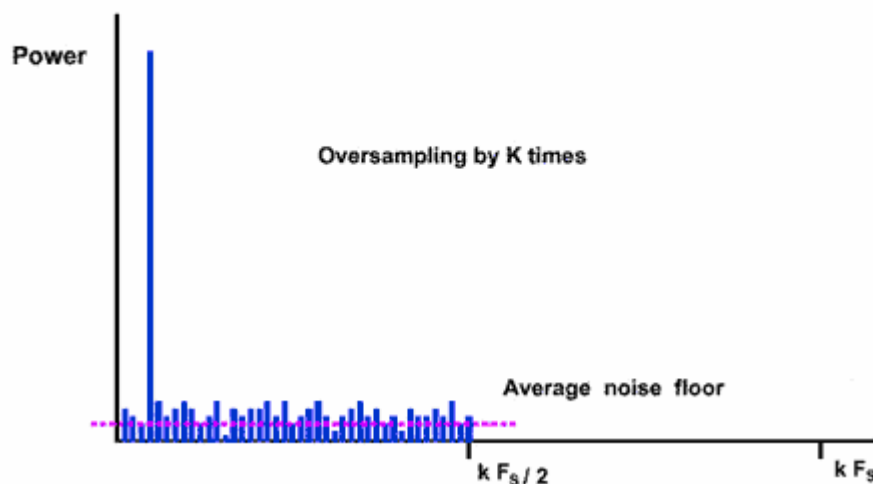
Obr. 2.1 Klasické vzorkování vícebitovými převodníky (převzato z [6]).

Nejdříve si ukážeme práci klasického vícebitového převodníku. Na obr. 2.1 je znázorněna aplikace FFT na sinusový signál zpracovaný tímto převodníkem. Vzorkovací frekvence F_s musí být, s přihlédnutím k Nyquistově teorii, alespoň 2x větší než přenášený frekvenční rozsah. Na grafu FFT vidíme graf závislosti amplitudy na frekvenci sinusového signálu a spoustu náhodného šumu vespod tzv. kvantizační šum. Ten je způsoben rozlišením daného převodníku (čím větší rozlišení tím menší úroveň šumu). Převod z analogového signálu na digitální s sebou tedy nese ztrátu informace plus přidání kvantizačního šumu do signálu. Magnituda šumu je náhodná v rozmezí $\pm\text{LSB}$ (nejmenší rozlišitelná úroveň - úroveň na 1 bitu).

Podělením základní amplitudy RMS součtem všech frekvencí reprezentujících šum, získáme odstup signálu od šumu (SNR – Signal to Noise Ratio). Pro n-bitové převodníky je to $SNR = 6.02N + 1,76\text{dB}$. Z výše uvedeného vyplývá, že pokud chceme u těchto převodníků zvýšit SNR musíme zvýšit rozlišení (počet bitů).

Představme si stejný příklad jako výše, ale nyní zvýšíme vzorkovací frekvenci k-násobně tedy $k.F_s$.

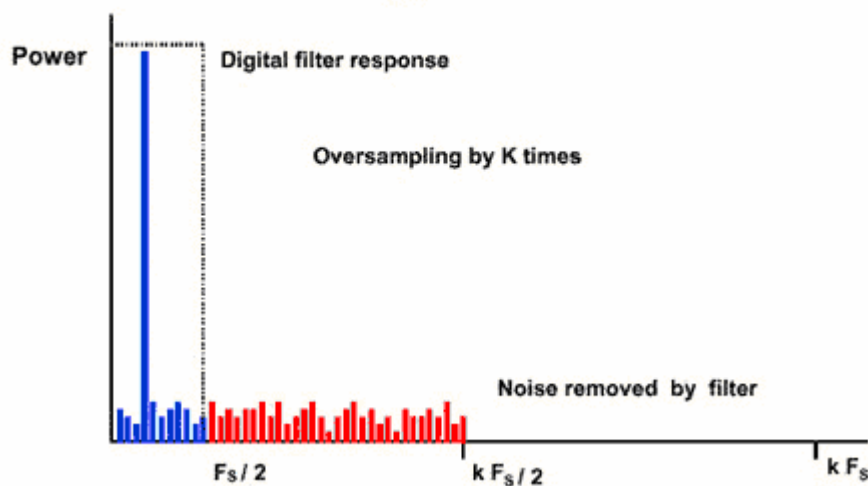
Oversampling by K Times



Obr. 2.2 Převzorkování k-násobně (převzato z [6]).

K čemu dojde je vidět na obrázku 2.2, hladina šumu se sice snížila, ale SNR zůstává stejné, jen se energie šumu „rozložila“ v prodlouženém rozsahu $k.F_s/2$. Sigma-Delta převodníky využívají tohoto efektu a řadí filtr typu dolní propust za 1-bitový A/D převodník (obr. 2.3), který odstraní většinu šumu (výrazně se sníží jeho efektivní hodnota). Tento postup přináší zvýšení dynamického rozsahu u nízkourovňových převodníků, což je podstatné pro audio oblast.

The Digital Filter

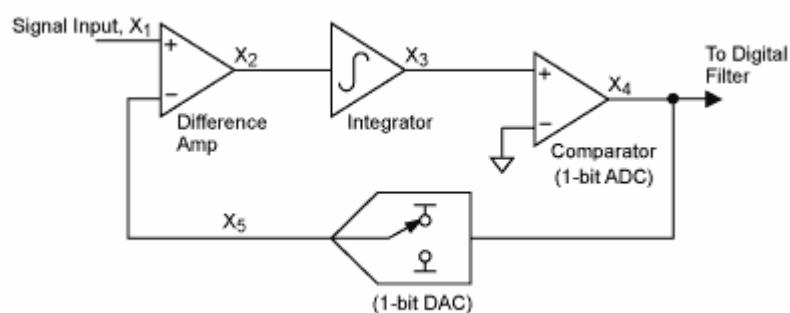


Obr. 2.3 Efekt digitálního filtru na šumové spektrum.

Ale pouze převzorkování a digitální filtrace nepřináší zvýšení SNR. SNR 1-bitového sigma-delta ADC převodníku je 7,78dB ($6.02 + 1.76$). Každé čtyřnásobné

převzorkování přináší navýšení SNR o 6dB a každých 6dB představuje zvýšení rozlišovací schopnosti o 1bit. Z toho vyplývá, že například získání 4-bitového rozlišení z 1-bitového A/D převodníku vyžaduje 64x převzorkování. K získání standardního, ve zvukových kartách používaného 16-bitového rozlišení potřebujeme 4^{15} násobné převzorkování, což je nerealizovatelné. Toto výrazně omezuje další podstatná část sigma-delta převodníku – obvod tvarování šumu, díky čemuž se dosáhne většího navýšení SNR.

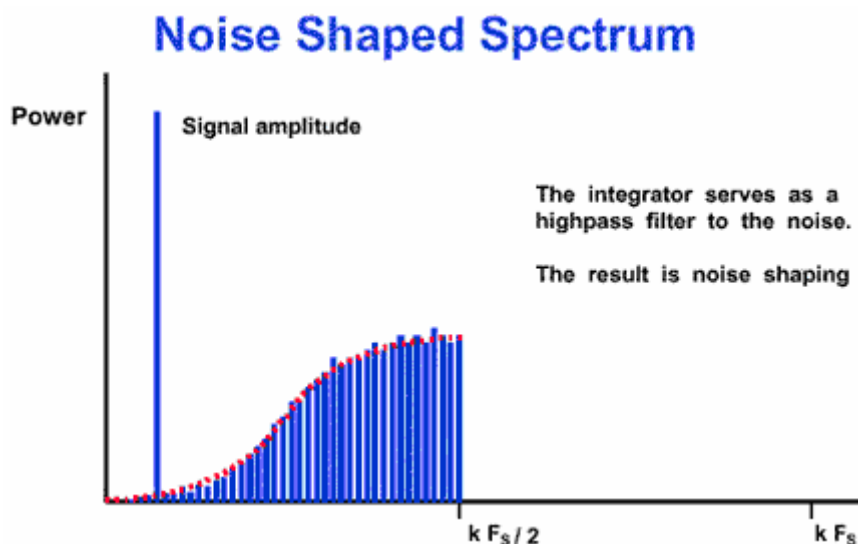
Tvarování šumu



Obr. 2.4 Blokové schéma sigma-delta modulátoru (převzato z [6]).

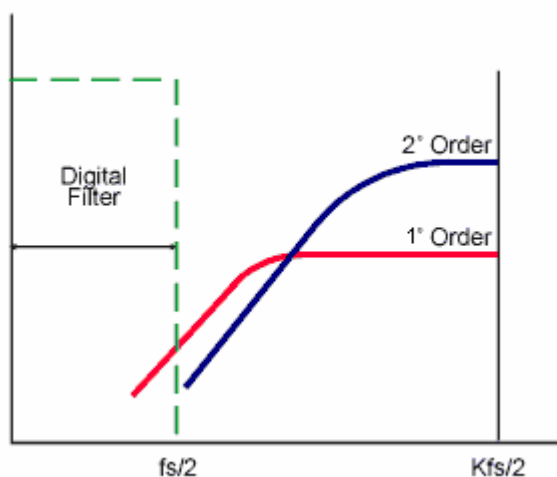
Na obrázku 2.4 je blokové schéma sigma-delta modulátoru pro pochopení funkce tvarování šumu. Obsahuje rozdílový zesilovač (Diff. amplifier), integrátor a komparátor s 1-bitovým D/A převodníkem ve zpětnovazební smyčce (tento D/A převodník převádí výstupní kvantovaný signál (X_4) zpět na analogový, rozdíl vstupního analogového signálu (X_1) a výstupu D/A převodníku (X_5) je kvantizační chyba). Účel D/A převodníku je udržet průměrný výstup integrátoru poblíž referenční hladiny komparátoru.

Hustota „jedniček“ na výstupu modulátoru je úměrná velikosti vstupního napětí. Díky sčítání chybového napětí, se integrátor chová jako dolní propust pro užitečný signál a celý systém sigma-delta se zároveň chová jako horní propust pro kvantizační šum. Tím se většina šumu přesune na vyšší frekvence (obr. 2.5). Převzorkování nemá vliv na celkový výkon šumu, ale na jeho distribuci.

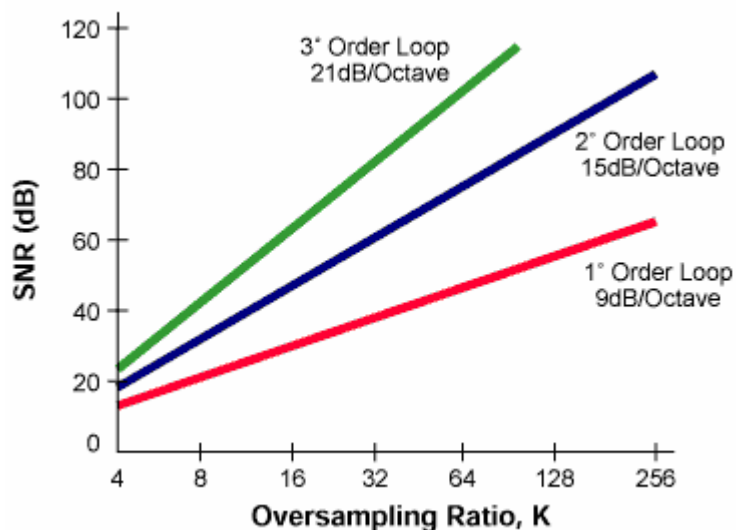


Obr. 2.5 Efekt integrátoru na šumové spektrum (převzato z [6]).

Pokud na tento signál ze sigma-delta modulátoru aplikujeme digitální filtr typu dolní propust, odstraníme více šumu než u pouhého převzorkování. Tento typ modulátoru (jednoúrovňový – first order) poskytuje 9dB navýšení SNR na zdvojnásobení vzorkovací frekvence. Pro víceúrovňové kvantizování dosahujeme přidáním víceúrovňové integrace a sčítání v sigma-delta modulátoru. Na obr. 2.6 vidíme dvojúrovňový modulátor který přináší 15dB SNR navýšení na každé zdvojnásobení vzorkovací frekvence. Na obrázku 2.7 dále vidíme vztah mezi úrovní modulátoru a množstvím převzorkování k získání potřebného SNR.



Obr. 2.6 Použití více jak jednoho integrátoru a víceúrovňového sčítání (převzato z [6])

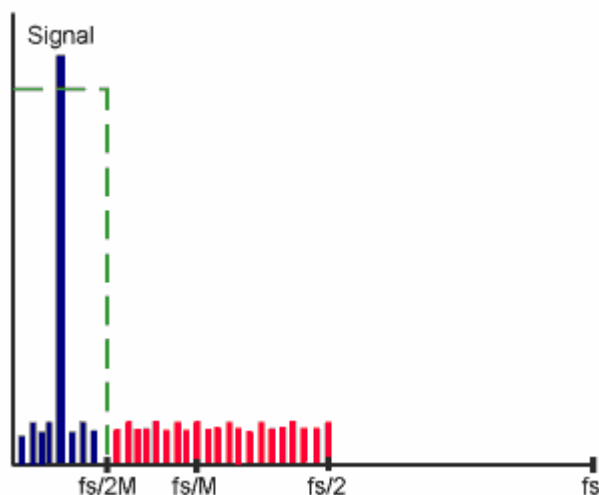


Obr. 2.7 Vztah mezi úrovní modulátoru a převzorkování k získání potřebného SNR (převzato z [6]).

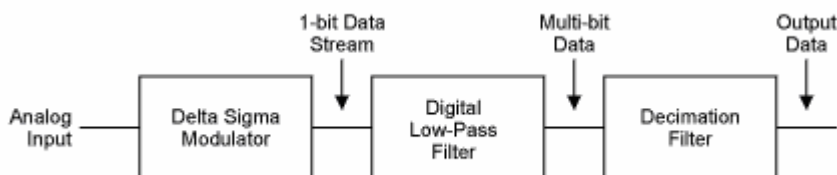
Digitální a decimační filtr

Filtrování šumu, který by mohl být přeložen vlivem aliasingu zpět do užitečného pásma je hlavní úkol části speciální digitální filtrace. To představuje vzít 1-bitový datový tok, který má vysokou vzorkovací frekvenci a transformovat ho do 16-bitového datového toku o nižší vzorkovací frekvenci. Tento proces se nazývá decimace (viz. obr. 2.8). V zásadě decimace provádí redukci vzorkovací frekvence a zároveň funguje jako průměrovací filtr.

Výstup modulátoru je hrubě kvantovaný analogový vstup. Modulátor je ale převzorkován na frekvenci, která je mnohem větší než Nyquistova frekvence. Vysoké rozlišení je zaručeno průměrováním přes daný počet vzorků. Proces průměrování je ekvivalentní dolní propusti ve frekvenční oblasti. Odstraněním složek na vysokých frekvencích kvantizačního šumu, může být výstupní vzorkovací frekvence redukována na Nyquistovu frekvenci bez přeložení šumu do užitečného pásma. Na obrázku 2.9 je blokové schéma činnosti digitální části sigma-delta A/D převodníku.



Obr. 2.8 Decimace nezpůsobuje žádnou ztrátu informace (převzato z [6]).



Obr. 2.9 Digitální část sigma-delta A/D převodníku (převzato z [6]).

2.3 Programové prostředky pro komunikaci zvukové karty s operačním systémem Windows

Součástí této práce je i naprogramovat program běžící pod Win32 systémy, schopný přijímat data ze zvukové karty a dále je zpracovat (FFT) , zobrazit a případně uložit. K tomu je potřeba znát nejen programovací jazyk, ale i programové prostředky tohoto systému pro práci se zvukovou kartou.

Nejnižší úroveň komunikace obstarává ovladač od výrobce. Tato práce je zaměřena především na běžné zvukové karty PCI s Plug&Play podporou. Tyto karty přistupují k systémovým prostředkům pomocí IRQ (přerušení). Ovladač se stará o otevření zařízení, nastavení vnitřních registrů atd. a posílá systému zprávy o naplnění bufferu, o ukončení/zahájení vzorkování atd. Tyto zprávy sou definované ve Win32 API

(viz. [1]) a ovladač je posílá aplikaci která se zvukovou kartou zahájila komunikaci. Dále jsou v této API definovány struktury a funkce pro práci s audio zařízeními. Struktury se plní například informacemi o nastavení vzorkovače (vzorkovací kmitočet, počet bitů na vzorek, počet kanálů) a jsou vkládány do funkcí jako parametry, které zpracovává dále ovladač na nejnižší úrovni . Hlavní starostí programátora je tedy správně inicializovat struktury, volat funkce obsluhy a reagovat na zprávy (windows messages) posílané ovladačem.

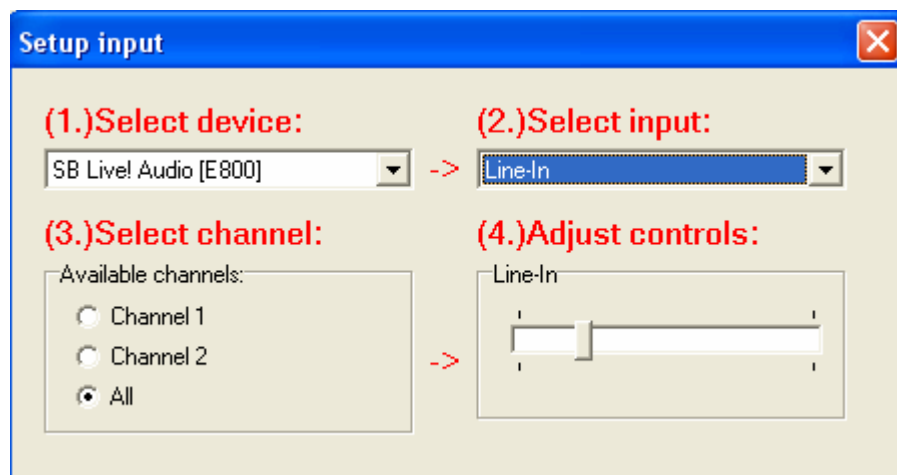
3. Popis vizuálního měřicího programu

Struktura funkcí programu se dá rozdělit do tří částí:

- 1) Sběr čistých digitalizovaných vzorků a jejich následné převedení do frekvenční oblasti a vizualizace. Možnost uložení do nekomprimovaného wave (*.wav) formátu pro případné další zpracování (Matlab,...)
- 2) Identifikace frekvenční charakteristiky wav souboru , ukládání frekvenční charakteristiky do textového souboru (pro zpracování programem Matlab)
- 3) Real-time FFT a vizualizace pro měření frekvenční charakteristiky A/D převodníku

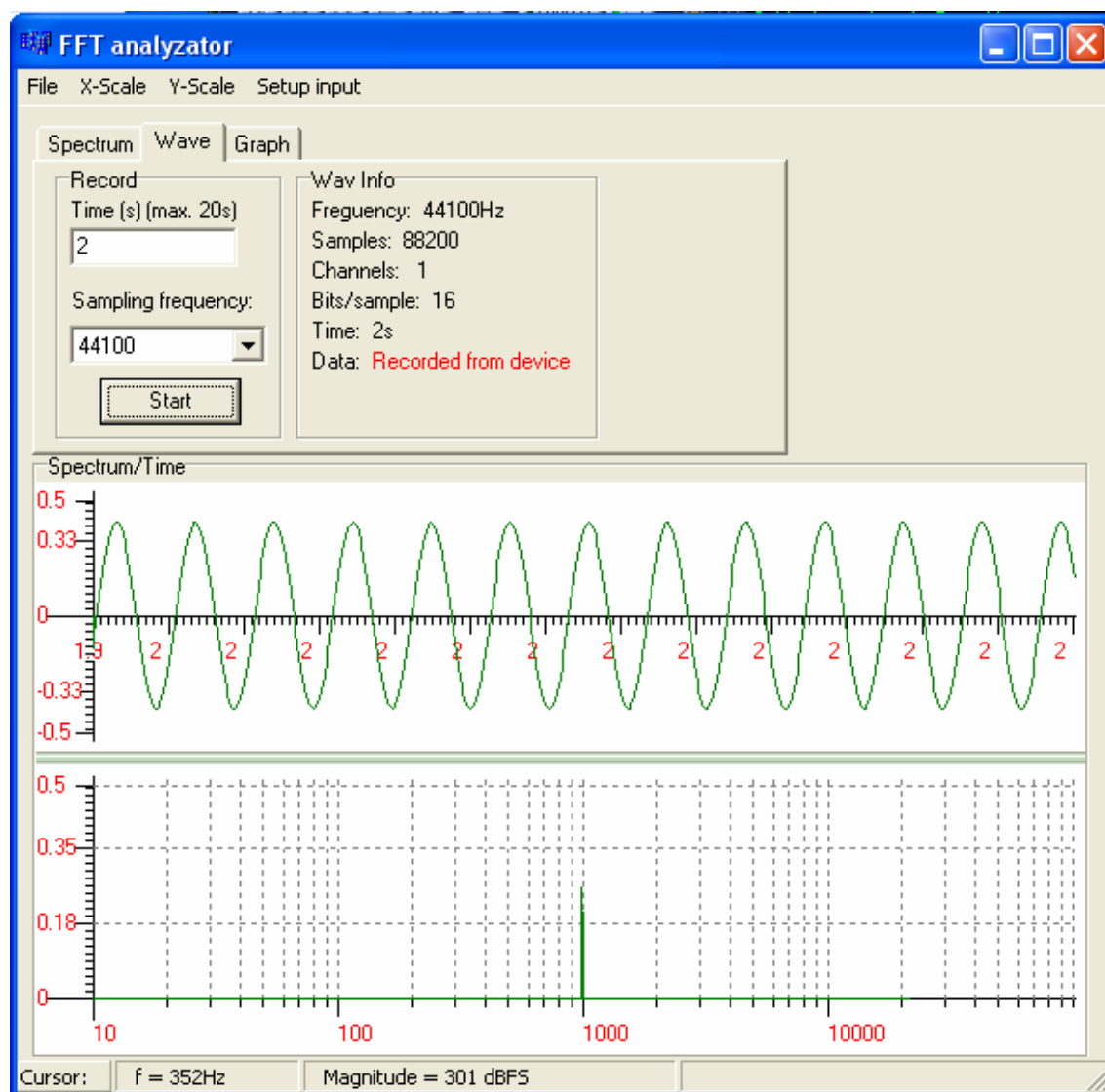
Program byl realizován v prostředí C++ Builder 6 a je součástí přiloženého CD, včetně zdrojových souborů.

Před jakýmkoliv měřením je potřeba nastavit s jakým zařízením (Select device) se má pracovat, z jaké vstupní linky snímat signál (Select input) a případně z jakého kanálu (Select channel). Toto nastavení je přístupné v liště programu pod názvem „Setup input“. Je řešeno pomocí mixerApi rozhraní ve Win32Api. Stejně je toto možné nastavit v ovládacích panelech systémů Windows, ale pro zjednodušení byl do programu zakomponován i tento dialog (viz. obr. 3).



Obr.3 Dialogové okno pro nastavení vstupu.

3.1 Sběr dat v čase



Obr. 3.1 Ukázka sběru při vstupním sinusovém signálu 1kHz.

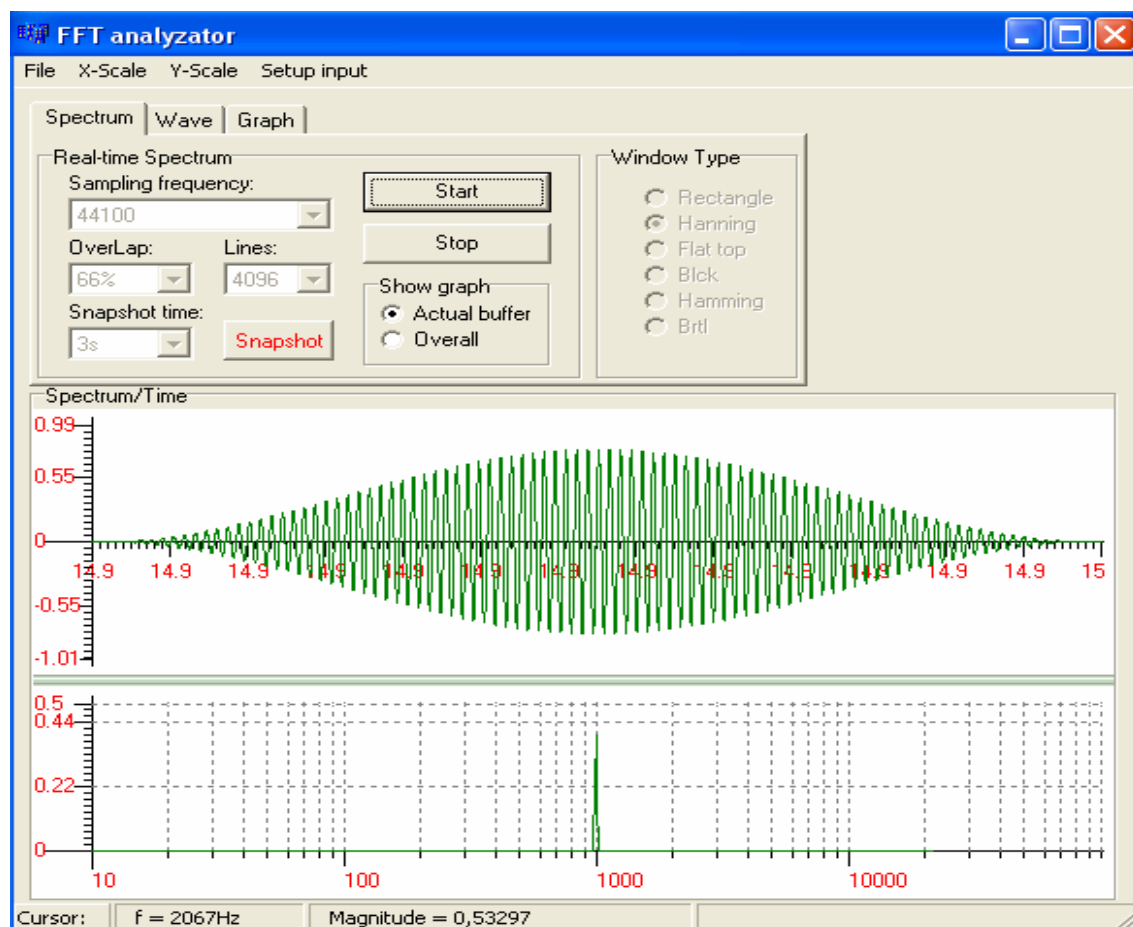
Sběr navzorkovaných dat (dále jen nahrávání) , probíhá po 1s blocích které jsou ukládány přímo do paměti do pole předem alokovaného na velikost, kterou zadal uživatel. Délka nahrávání je omezena na 20s po 1s krocích. To pro účely měření pro tuto práci stačí. Omezení na 20s je dáno právě tím, že se data ukládají přímo do paměti a ne třeba jako u nahrávací utility ve Windows kde se bloky dat sekvenčně ukládají na disk do dočasného souboru. Nahrávání v čistém nekomprimovaném wave formátu přímo do paměti, může při dlouhých časech zahltit systémové prostředky, jedna minuta signálu vzorkovaného 44100Hz při rozlišení 16bit zabere v paměti $44100 \cdot 16 \cdot 60 \approx 40,4\text{MB}$. Tato operace je prováděna v samostatném vlákně.

Po dokončení nahrávání se na celou stopu aplikuje FFT. Pokud není počet vzorků roven 2^N (viz. 1.2.4 podmínka pro vstupní počet vzorků) doplní se na nejbližší větší číslo nulami (viz 1.2.9). Tento obraz se vizuálně zobrazí v grafu. Nyní je možno uložit nahranou stopu do klasického *.wav souboru (File -> Save Wave File). Nebo uložit body výsledku FFT do textového souboru pro zpracování např. programem Matlab.

3.2 Identifikace *.wav souboru

Stejně jako v předchozím případě, s tím rozdílem že se FFT neaplikuje na nahraný digitální signál, ale na jiný (jiným způsobem získaný) digitální signál uložený v *.wav souboru. Zde je třeba testovat jen „rozumně“ velké soubory, výpočet jinak může být dlouhý.

3.3 Výpočet a zobrazení spektra v reálném čase



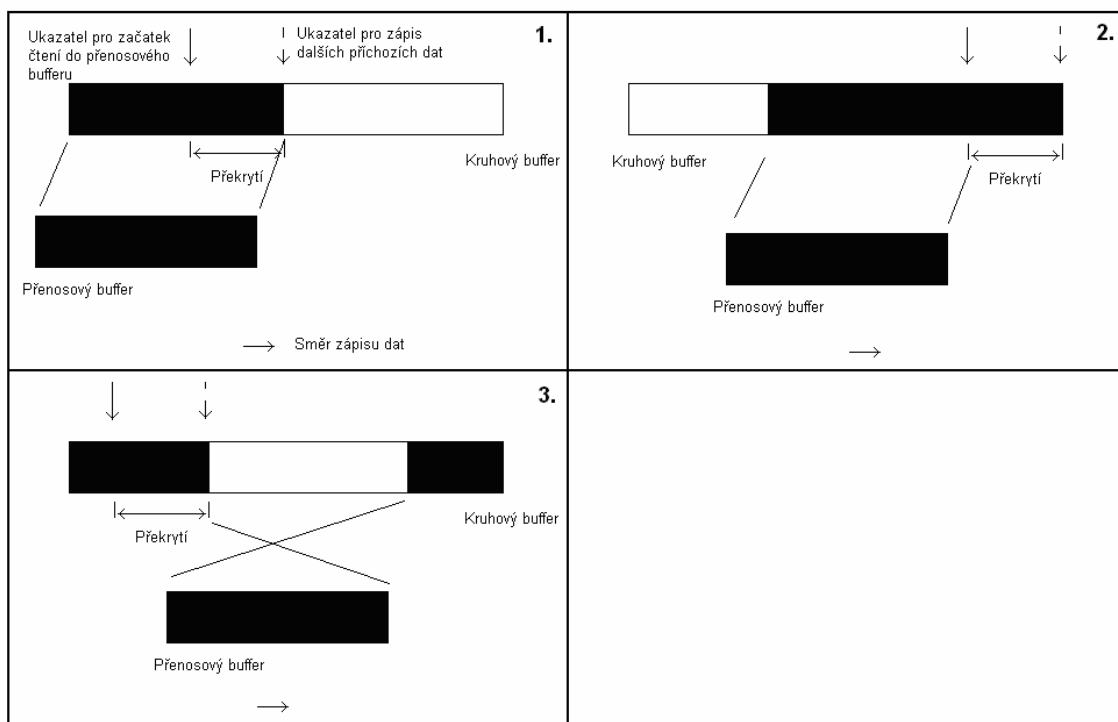
Obr. 3.2 Ukázka real-time zpracování výpočtu spektra při vstupním sinusovém signálu 1kHz.

Pro měření frekvenční charakteristiky, statické a impulsní odezvy A/D převodníku, je v programu implementována funkce výpočet zobrazování spektra vstupního signálu v reálném čase. Toto je prováděno v samostaném vlákně, aby bylo možno ovládat program i během výpočtu spektra a kreslení grafu. Graf spektra umožňuje přepínat do lineárního i logaritmického režimu na obou osách. V případě y-ové osy v lineárním režimu je zobrazována relativní magnituda 0-0,5 [-] , v případě grafu zobrazujícího časovou oblast odpovídá $-0,5 \div 0,5$ maximálnímu rozsahu v 16bitovém režimu tj. $-32768 \div 32767$, v logaritmickém režimu osy y je zobrazována úroveň v dBFS (decibels Full Scale) což jsou decibely pro digitální systémy s definovanou maximální velikostí úrovně amplitudy, 0dBFS odpovídá této úrovni. Minimální hodnota (v našem případě při 16bitovém rozlišení) je -96,33dB, což odpovídá dynamickému rozsahu , který se spočítá stejně jako SNR:

$$DR = SNR = 20 \log_{10}(2^n) \approx 6.02 \cdot n$$

Načítání dat je programově vyřešeno pomocí dvojitého kruhového bufferu (obr. 3.3. Data, která „přinesl“ přenosový buffer se násobí použitým typem okna. Na tyto data se dále aplikuje STFT a vykreslí se do grafu. Pokud je aktivována funkce překrývání oken ,aplikuje se pouze během „Snapshot“ času který se spouští tlačítkem stejného názvu, během této doby se průměrují (viz. 1.2.10) jednotlivá spektra a výsledek se přičte do samostatného pole, toto pole se zobrazí do grafu pomocí přepínače „Actual buffer “. Tímto způsobem se bude měřit frekvenční charakteristika.

V položce „Lines“ se nastavuje velikost (počet vzorků) přenosového bufferu, to určuje výsledné rozlišení frekvenčního obrazu. Doba průměrování lze nastavit v položce „Snapshot time“. Vzorkovací frekvenci je možno zvolit v položce „Sampling frequency“. Výslednou frekvenční charakteristiku je možno uložit do souboru (dialogové okno se automaticky otevře po ukončení realtime snímání pokud se alespoň jednou použil Snapshot) a je možno ji v programu znovu otevřít a zobrazit File->Load FFT file.

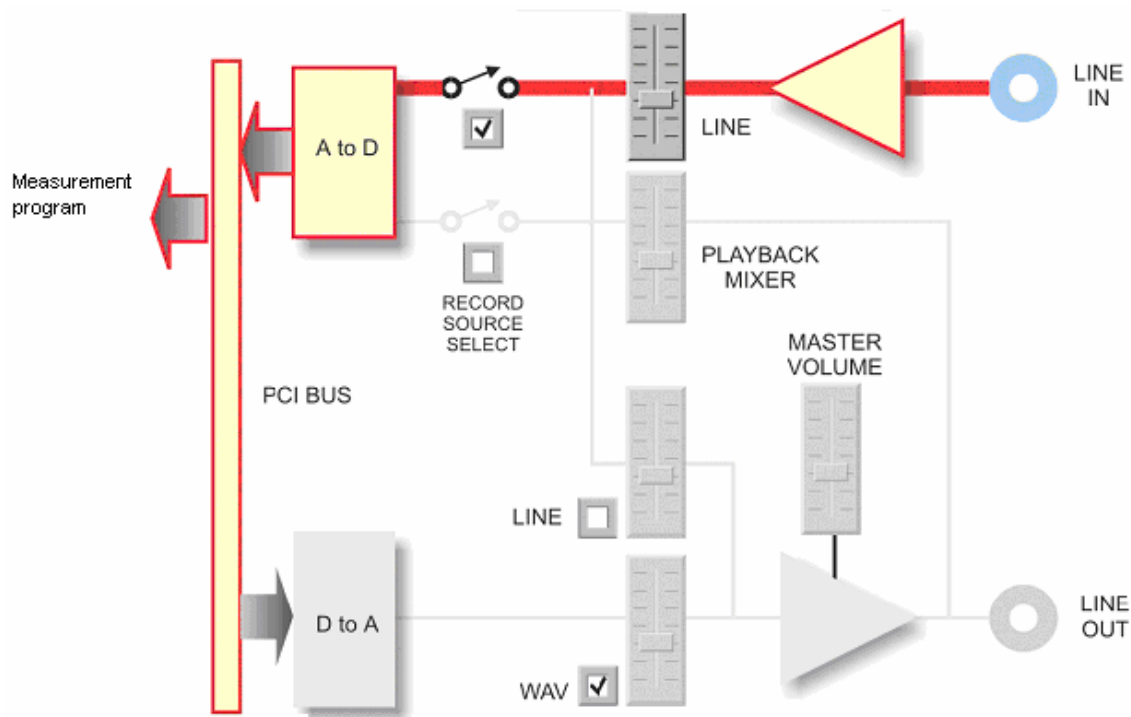


Obr. 3.3 Princip kruhového bufferu.

4. Měření vlastností A/D převodníku

V předchozích kapitolách byly popsány teoretické základy, jejichž znalost je nutná pro samostatné měření A/D převodníků jednotlivých zvukových karet jak po technické stránce funkce zvukových karet a spolupráce operačního systému Windows s nimi, tak po teoretické stránce zpracování a vyhodnocování digitálních dat.

Nyní se dostáváme k praktickému měření. Měřit se bude frekvenční charakteristika, statická charakteristika a impulsní odezva. Na obrázku 4.1 je znázorněna měřicí cesta signálu. Jako vstup je vybrán Line-In, neboť například u mikrofonního vstupu se nepředpokládá co nejkvalitnější přenos pro mluvenou řeč a vstupní zesilovač je uzpůsoben odlišně. Důraz na kvalitu by měl být kladen právě u linkového vstupu. Linkový vstup je u většiny karet dvoukanálový, přičemž charakteristiky obou vstupů se můžou mírně lišit a na profesionálních měřicích systémech se tyto rozdíly měří a ovlivňují výslednou kvalitu zvukové karty, jde hlavně o velikost rozdílu fáze (v ideálním případě ji mají oba kanály stejnou). V našem případě kdy měřený signál bude generovat běžný školní laboratorní generátor, se oba kanály pro jednoduchost spojí (dojde k součtu napětí) a měření bude prováděno v mono(jedno-kanálovém) režimu.



Obr.4.1 Znázornění měřicí cesty kterou prochází signál

Měření se bude provádět na třech běžných zvukových kartách:

- 1) **CMedia CMI9761A**, integrovaná zvuková karta standardu AC-97, reprezentuje integrované zvukové kodeky, které jsou dnes součástí většiny moderních základních desek. Tyto karty nemají vlastní výpočtový procesor, to za ně provádí hlavní procesor počítače.
- 2) **Crystal SoundFusion 4614**, levná PCI zvuková karta
- 3) **SoundBlaster LIVE! 5.1 DIGITAL**, velmi známá kvalitní zvuková karta od firmy Creative.

4.1 Měření statické charakteristiky

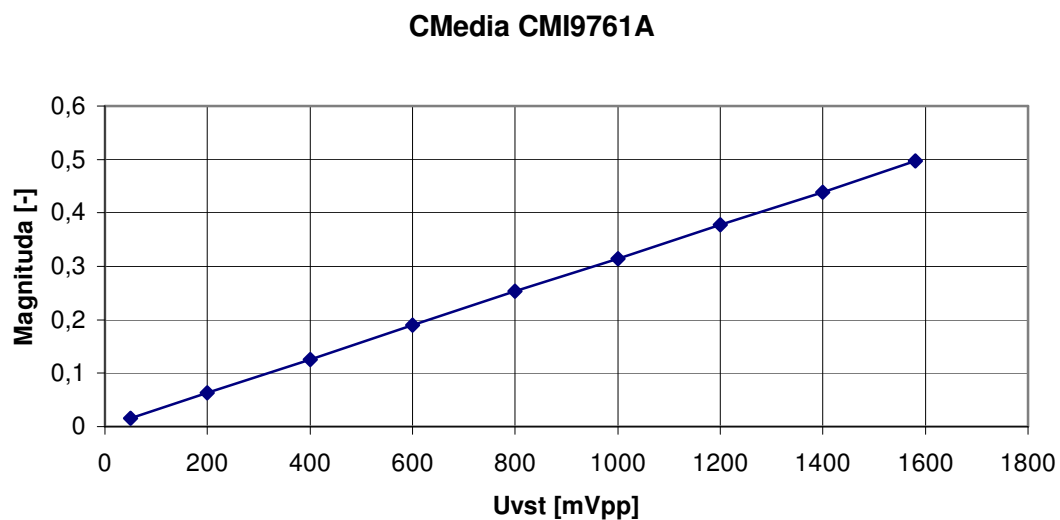
Statická charakteristika se většinou měří (např. v regulační technice) zvětšováním vstupního napětí systému v rozsahu, na který je vstup dimenzován a čtou se příslušné hodnoty na výstupu systému, ze závislosti se pak sestaví statická charakteristika.

Statické vlastnosti systému určují jeho vlastnosti v ustáleném stavu. Důležitý je vzájemný vztah vstupních a výstupních veličin. Je-li tento vztah lineární, pak mluvíme o lineárním systému, jinak se jedná o člen nelineární. Pro lineární člen platí princip superpozice: účinek součtu dvou signálů je roven součtu účinků signálů jednotlivých. Statické vlastnosti systému se vyjadřují statickou charakteristikou (charakteristickou křivkou), což jest graficky vyjádřená závislost výstupní veličiny (následku děje) na veličině vstupní (příčině děje) v ustáleném stavu. Důležitou statickou vlastností je zesílení, je to poměr změny výstupního signálu ke změně vstupního signálu, které probíhají mezi dvěma ustálenými stavy. Zesílení lze zjistit ze směrnice statické charakteristiky. U měřicích členů rozlišujeme další statické vlastnosti.

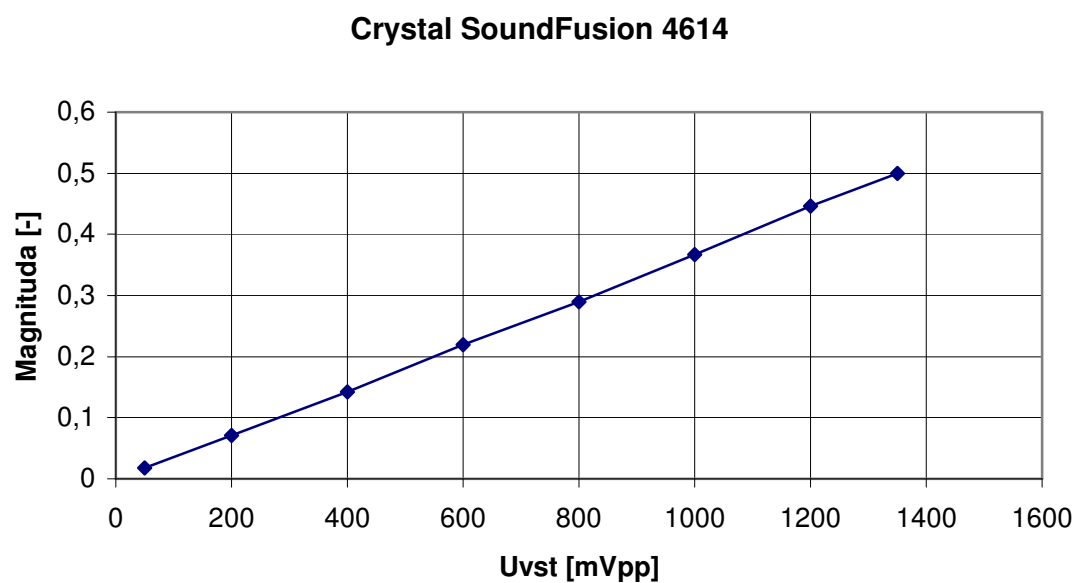
Vzhledem k tomu, že zvukové karty mají na vstupu analogový filtr typu horní propust, tak nelze měřit statickou charakteristiku v ustáleném stavu a bude měřena na normalizovaném kmitočtu v audio technice 1kHz – sinusový signál.

Měření probíhalo tak, že se postupně zvyšovala amplituda generovaného sinusového signálu po 200mV_{pp} krocích až do maximální hodnoty kde převodník začne „ořezávat“ (clipping) amplitudu.

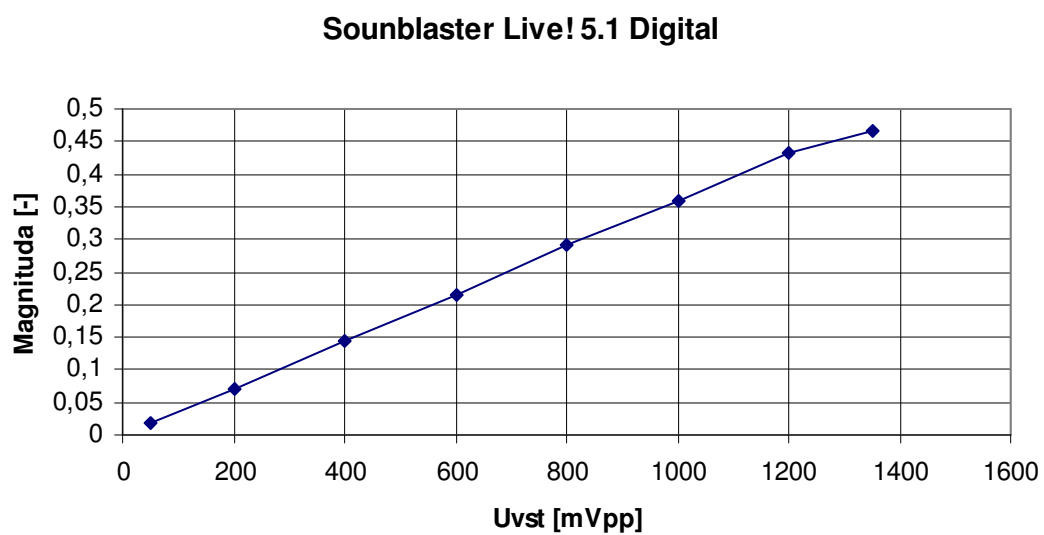
Grafy naměřených hodnot:



Graf 4.1 Statická charakteristika zvukové karty CMedia CMI9761A.



Graf 4.2 Statická charakteristika zvukové karty Crystal SoundFusion 4614.

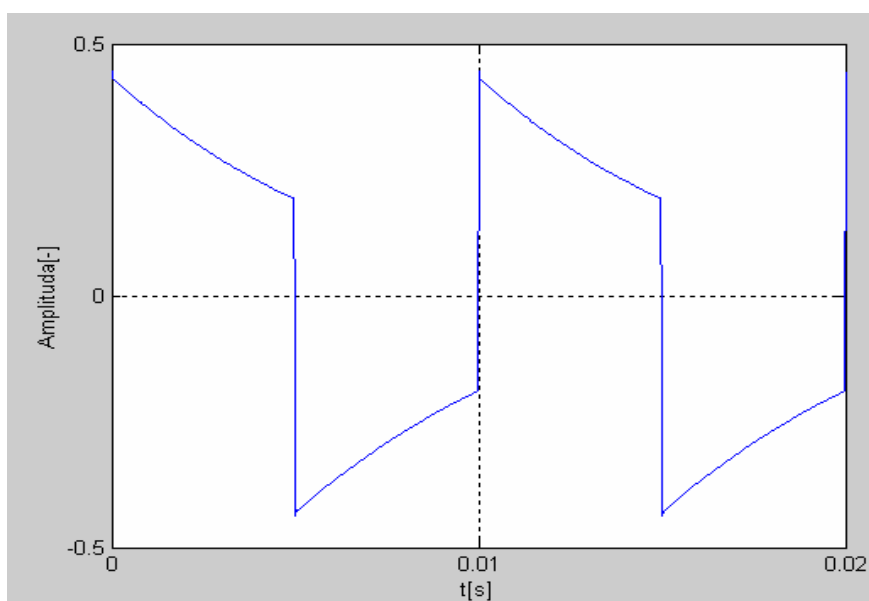


Graf 4.3 Statická charakteristika zvukové karty SoundBlaster Live! 5.1 Digital.

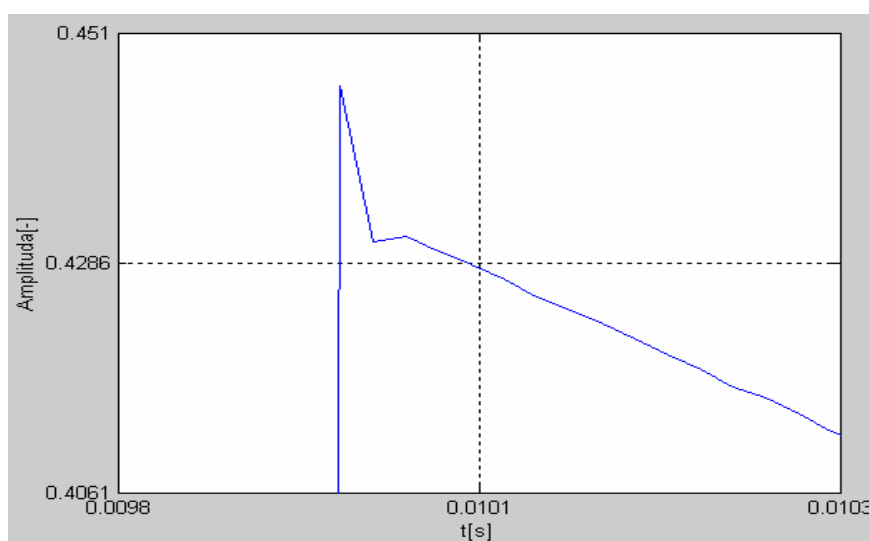
4.2 Měření impulsní charakteristiky

Měření impulsní charakteristiky je provedeno pouze ilustrativně, zde nás zajímá chování horní propusti zařazené před samotným A/D převodníkem a přechodový jev při skokové změně vstupní veličiny. Jako měřicí signál je použit obdélníkový průběh o frekvenci 100Hz.

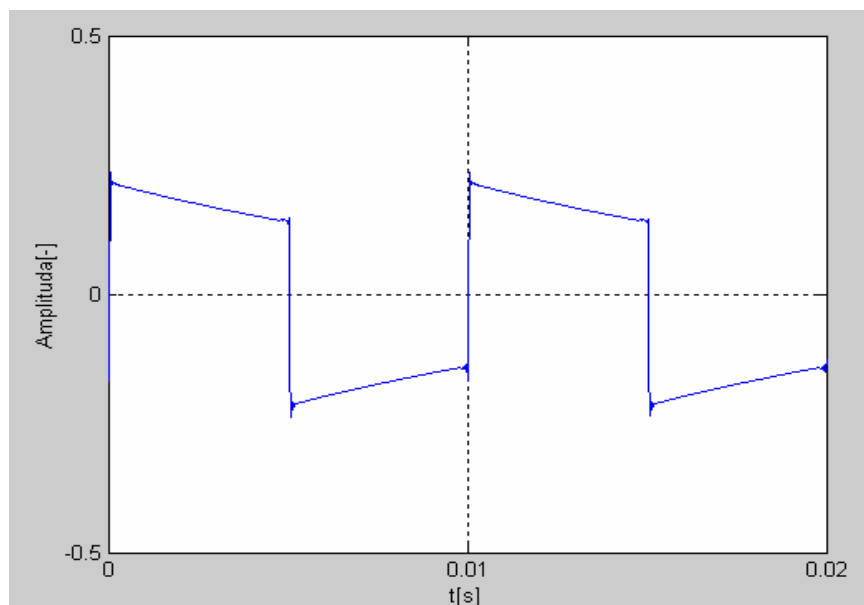
Grafy naměřených hodnot:



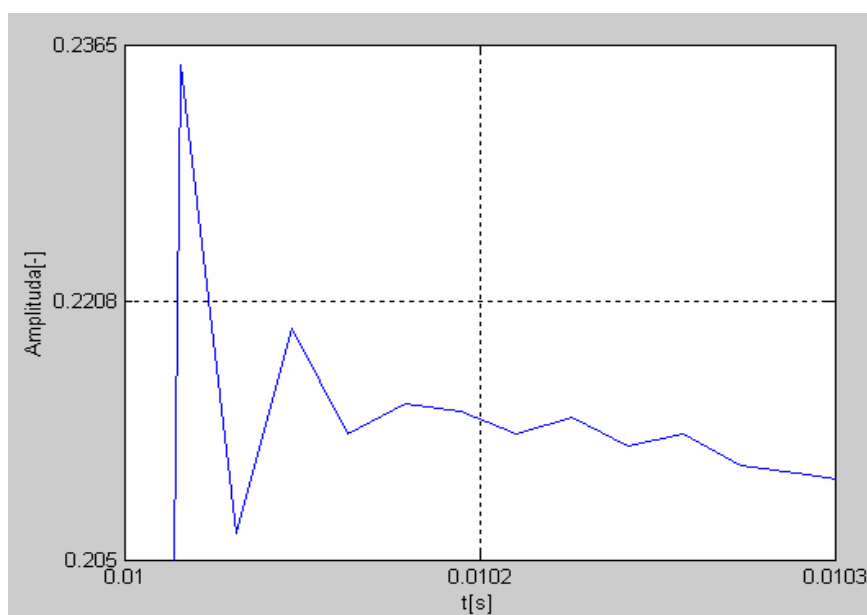
Graf 4.4 Průběh výstupního signálu zvukové karty CMedia (vstupní amplituda signálu 1Vpp).



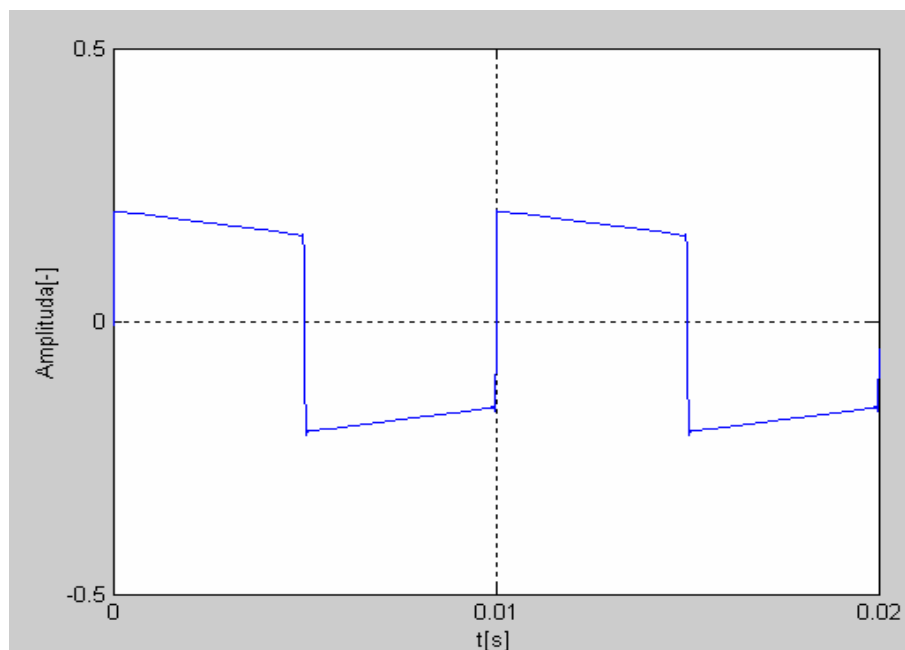
Graf 4.5 Detail přechodového jevu zvukové karty CMedia.



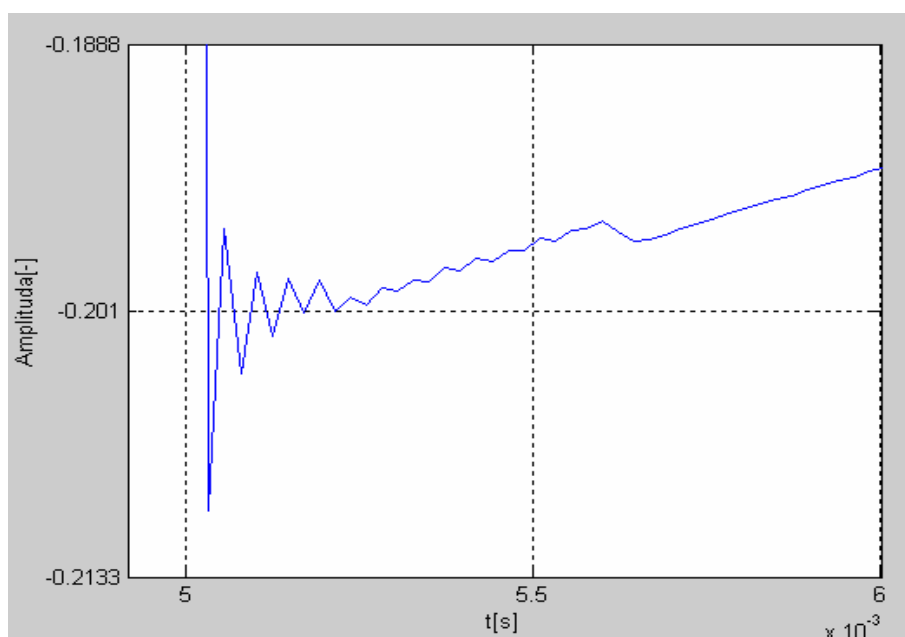
Graf 4.6 Průběh výstupního signálu zvukové karty Crystal SoundFusion (vstupní amplituda signálu 500mVpp).



Graf 4.7 Detail přechodového jevu zvukové karty Crystal SoundFusion.



Graf 4.8 Průběh výstupního signálu zvukové karty SoundBlaster LIVE! 5.1 (vstupní amplituda signálu 500mVpp).

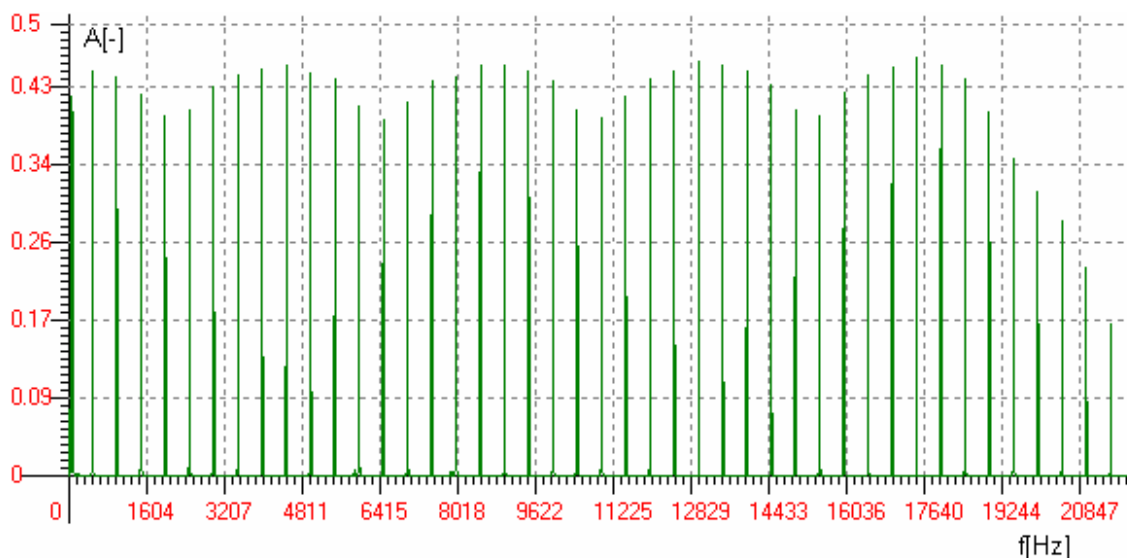


Graf 4.9 Detail přechodového jevu zvukové karty SoundBlaster LIVE 5.1!.

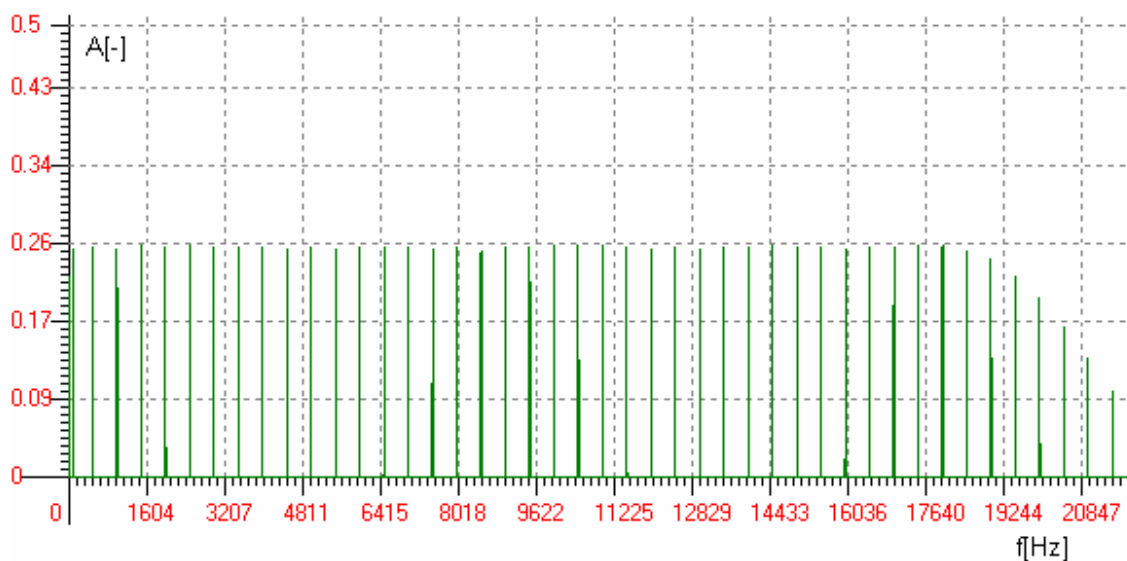
4.3 Měření frekvenční charakteristiky

Měření frekvenční charakteristiky pomocí realizovaného měřícího programu, bylo uskutečněno pomocí jednotlivých diskretních frekvencí skrz celé spektrum. Zde bylo zapotřebí vybrat správné váhovací okno, podle tabulky 1.2.2 bylo vybráno jako nejvhodnější okno Flat-top. Na obrázku 4.10 je vidět co se stane s magnitudou při

výběru nevhodného typu okna (v tomto případě Hanning), na následujícím obrázku 4.11 je stejné měření tentokrát s oknem Flat-top a s nižší amplitudou vstupního generovaného signálu. Důvodem je užší hlavní lalok Hanningova okna (vysvětlení viz. 1.2.7).



Graf 4.2 Měření frekvenční charakteristiky s použitím okna Hanning



Obr. 4.3 Měření frekvenční charakteristiky s použitím okna Flat-Top.

Frekvence na kterých se provádí měření byly spočteny s ohledem na logaritmickou stupnici. Byla použita třetino-oktávová stupnice používaná v akustice. Zde byla vzata jako referenční frekvence 1000Hz a další frekvence jsou dopočítány pomocí vztahu pro třetino-oktávovou stupnici :

$$f_{k+3} = 2f_k, \quad f_{k+1} = 2^{1/3} f_k \quad (4.1)$$

Rovnice (4.1) dává jasný předpis pro výpočet libovolné centrální frekvence. Následující tabulka ještě ukazuje doporučené zaokrouhlování a pořadnice pro akustický frekvenční rozsah:

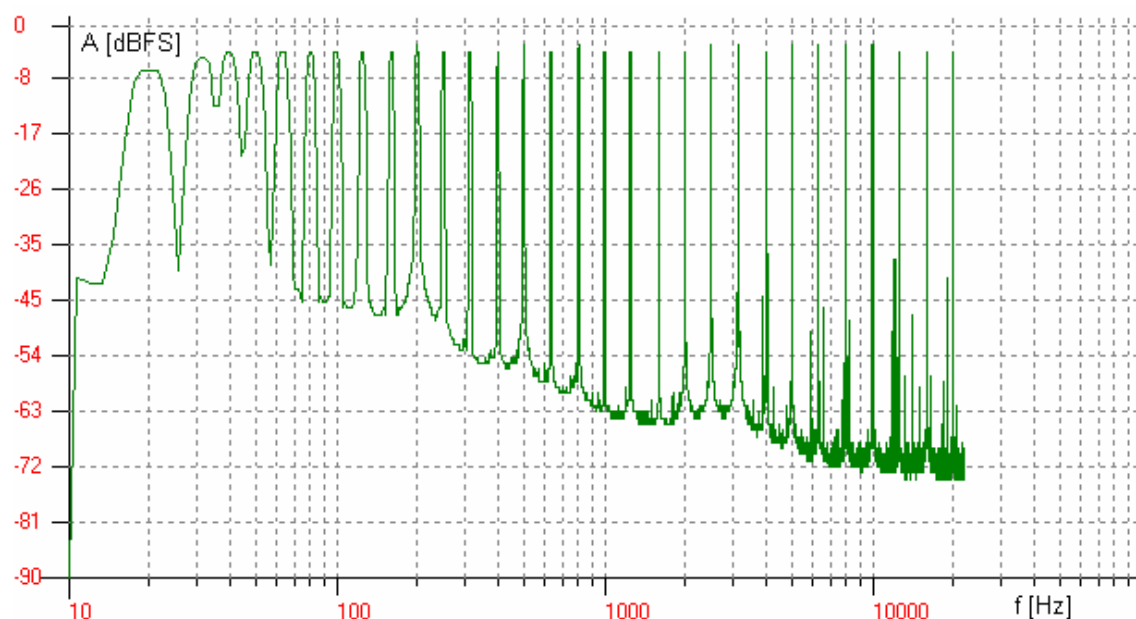
ANSI číslo pásma	13	14	15	16	17	18	19
Centrální frekvence [Hz]	20	25	31,5	40	50	63	80
ANSI číslo pásma	20	21	22	23	24	25	26
Centrální frekvence [Hz]	100	125	160	200	250	315	400
ANSI číslo pásma	27	28	29	30	31	32	33
Centrální frekvence [Hz]	500	630	800	1000	1250	1600	2000
ANSI číslo pásma	34	35	36	37	38	39	40
Centrální frekvence [Hz]	2500	3150	4000	5000	6300	8000	10000
ANSI číslo pásma	41	42	43				
Centrální frekvence [Hz]	12500	16000	20000				

Tab.4.1 Specifikace akustické 1/3 oktávové stupnice

Postup měření byl již nastíněn v kapitole 3.3. Vzhledem ke sčítání frekvenčních obrazů jednotlivých tónů může docházet k jejich nechtěnému sčítání na místech mimo frekvenci tónu, to se projeví hlavně na nízkých frekvencích kde jsou podle logaritmické stupnice tóny blízko sebe, zde bylo potřeba nastavit větší hodnotu velikosti přenosového bufferu, čímž se zvýší rozlišení frekvenční osy a dojde tak ke zúžení šířky tónu.

Dále pak vlivem sčítání dochází ke sčítání rušivých složek které jsou u všech měření stejné a to hlavně rušení frekvencí síťového napětí $\approx 50\text{Hz}$, díky tomu ale můžeme vidět jak si poradí jednotlivé zvukové karty s jeho potlačováním. Na obrázku 4.4 je vidět graf frekvenční charakteristiky změřený pomocí realizovaného měřicího programu. Jde o hrubý obraz, který je třeba dále zpracovat – my jsme pro lepší názornost zvolili program Matlab. K tomu program implementuje možnost exportu frekvenční charakteristiky do textového formátu, který dokáže program Matlab zpracovat. Z těchto dat je třeba získat pouze maximální hodnoty jednotlivých tónů v závislosti na jejich frekvencích a ty proložit křivkou. To je provedeno tak, že se určí hladina, nad kterou zůstanou pouze vrchní „obloučky“

tónů a v těchto obloučcích se najde maximum. Algoritmus realizující tento výběr včetně finálního zobrazení grafu pro zvukovou kartu Cmedia je na obrázku 4.5. Výsledek můžeme vidět na grafu 4.10.



Obr. 4.4 Ukázka měření frekvenční charakteristiky zvukové karty Cmedia pomocí realizovaného měřicího programu.

```
CMEDIA = load('CMEDIA.txt'); % nacteni exportovaného textového souboru s daty

M = length(CMEDIA)

line=0.2;% určení hladiny odstřihu pro kartu CMEDIA
count=1;
bStarted=0;
for n=1:M;

    if (CMEDIA(n,2)>=line & bStarted==0) ;
        bStarted = 1;
        max = line;
    end;
    if (bStarted == 1 & (CMEDIA(n,2)>=line) );
        if (CMEDIA(n,2)>max);
            max = CMEDIA(n,2);
        end;
    elseif (bStarted == 1 & (CMEDIA(n,2)<line) );
        bStarted = 0;
        resultY(count) = 20*log10(max/0.5); %dBFS stupnice
        resultX(count) = CMEDIA(n,1);
        count=count+1;
    end;

end;
plot(resultX,resultY);

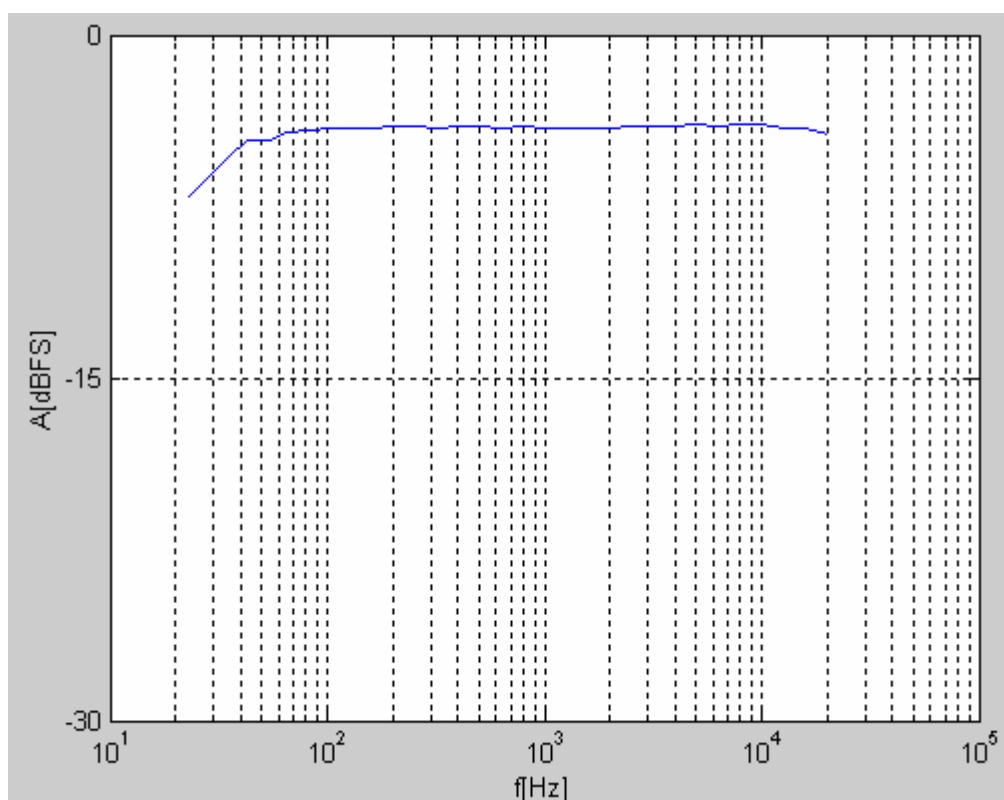
axis([10 100000 -30 0]);
set(gca,'Xscale','log');
grid on;
```

Obr. 4.5 Algoritmus pro získání maximálních hodnot tónů a zobrazení frekvenční charakteristiky zvukové karty Cmedia.

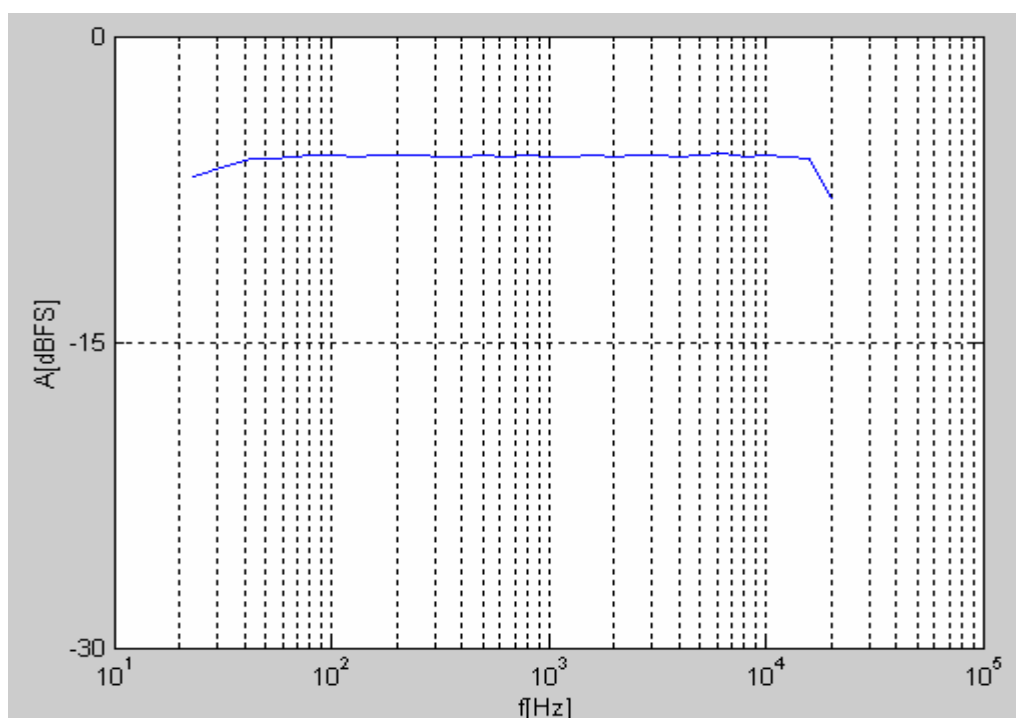
Na obrázku 4.4 je dále vidět klesající tendence minimálních hodnot amplitud, což je právě způsobeno sčítáním spekter dílčích tónů (respektive sčítání kvantizačního šumu). Měření začínalo od nejnižší frekvence kde je vidět největší vliv sčítání kvantizačního šumu, díky decibelové stupnici amplitudy lze tento „defekt“ pozorovat. Nás ale zajímá maximální hodnota amplitudy, která nebyla vůbec, nebo jen velmi málo ovlivněna.

U všech měření je tedy použito 32768 vzorků velký přenosový buffer, 66% překrývání, doba průměrování 3s, a okno Flat-top.

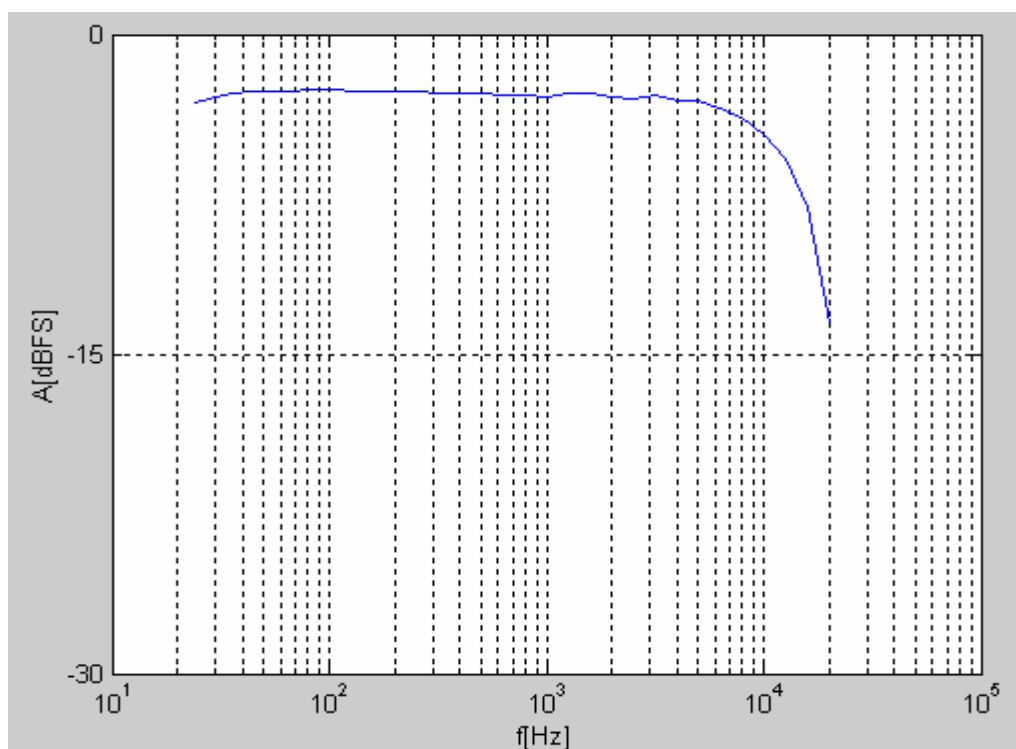
Grafy výsledků měření frekvenční charakteristiky pro všechny tři měřené zvukové karty:



Graf 4.10 Frekvenční charakteristika karty CMedia ,vstupní amplituda 1Vpp.



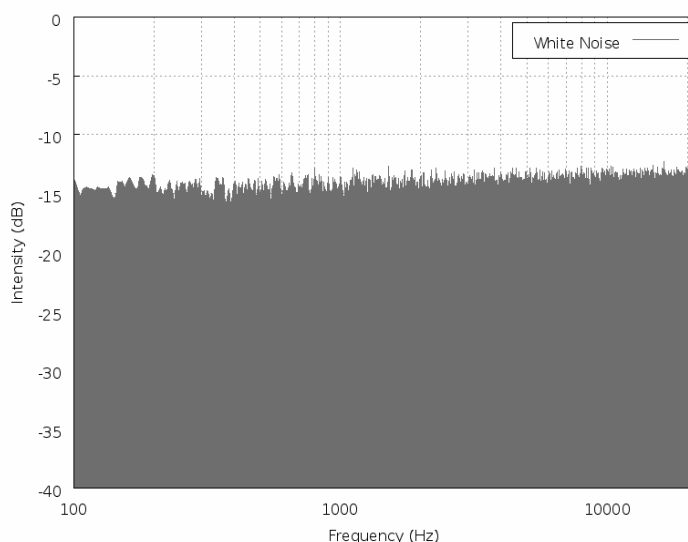
Graf 4.11 Frekvenční charakteristika karty Crystal SoundFusion ,vstupní amplituda 50mVpp.



Graf 4.12 Frekvenční charakteristika karty SoundBlaster LIVE! 5.1 ,vstupní amplituda 1Vpp.

4.4 Měření přenosové charakteristiky šumem

K měření frekvenční charakteristiky, lze použít tzv. bílý šum, to je náhodný signál s plošnou výkonovou spektrální hustotou (viz. graf 4.13) . Například rozsah frekvencí 20 Hz mezi 40 a 60 Hz má stejný výkon jako rozsah frekvencí mezi 4000 a 4020 Hz. Bílý šum je tak nazýván jako analogie s bílým světlem, které obsahuje všechny frekvence. Nekonečný vlnový rozsah signálu bílého šumu je pouze teoretický. Kdyby byl určitý výkon na všech frekvencích, celkový výkon takového signálu by byl nekonečný. V praxi je signál „bílý“ pokud má plošné spektrum přes definovanou skupinu frekvencí.

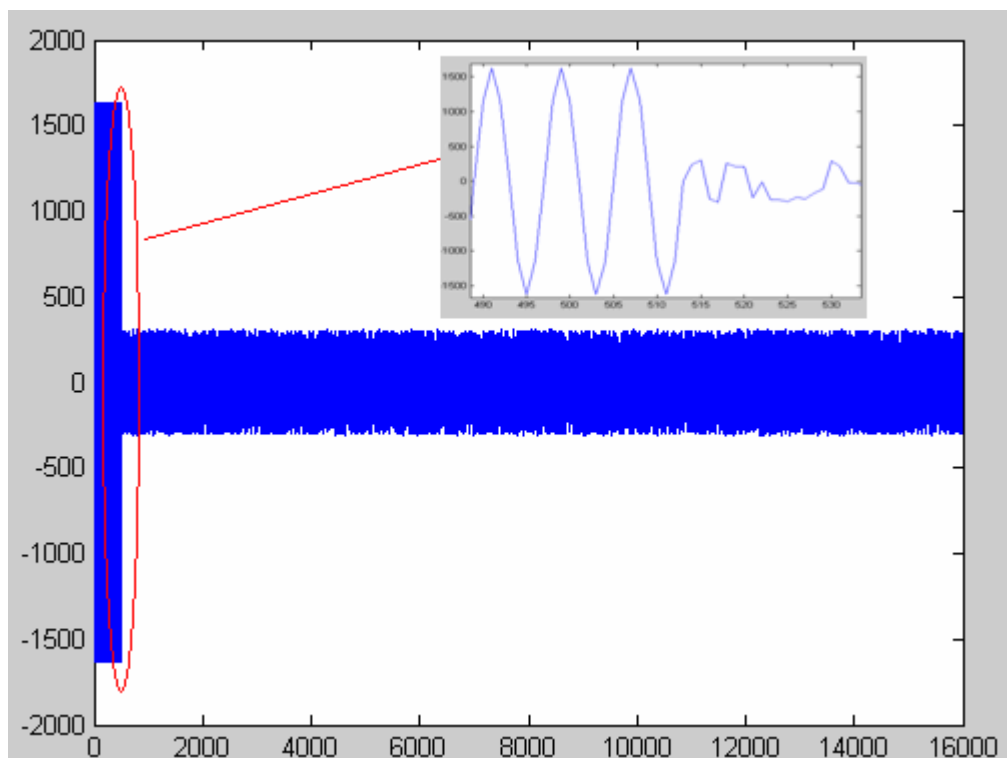


Graf 4.13 Spektrální výkonová hustota bílého šumu

Výhoda měření A/D převodníku pomocí bílého šumu je, že máme všechny frekvence spektra přibližně stejné amplitudy, oproti předchozí metodě kde se měřili pouze určité diskrétní frekvence, dále pak je možno změřit i fázovou charakteristiku.

Měření, bylo prováděno tak, že pomocí programu Matlab byl jednoduše vygenerován bílý šum funkcí „Random“ jehož podoba je známá. Poté byl vygenerován sinusový signál s několikanásobně vyšší amplitudou a s pevným počtem period, který se zařadil před samotný signál šumu a slouží jen jako značka pro zjištění počátku šumového signálu při analýze změřeného signálu. Tento „spojený“ signál má 16000 vzorků (obr. 4.14) , což je maximální počet vzorků pro uložení uživatelem definovaného signálu (tzv. Arbitrary mód) do paměti použitého generátoru. Signál se pak pomocí sériového rozhraní RS232 uložil do paměti generátoru, ten pak generuje

tento signál a opakuje ho frekvencí nastavenou uživatelem. Tato frekvence se nastaví podle vzorkovací frekvence použité k měření, tedy v našem případě 44100Hz což odpovídá 44100Hz/16000vzorků = 2,76Hz. Tento generovaný signál snímáný zvukovou kartou se uložil do wave souboru právě pomocí našeho programu.



Graf. 4.14 Originální vstupní signál složený ze sin. signálu a bílého šumu

Délka záznamu byla 5s, což je dostatečné pro získání více realizací pro porovnání. Tyto signály se „vystříhaly“ na několika místech tohoto nahraného signálu podle značky (sin. signál). Máme tedy známý vstupní signál (bílý šum bez sin. signálu) a výstupní. Jak je známo z regulační techniky pro určení vlastností lineárního systému stačí pouze tyto dvě informace. Frekvenční a fázovou charakteristiku získáme pomocí funkce v Matlabu „spa“. Tato funkce odhadne přenosovou charakteristiku a spektrum rušivého signálu Φ_v lineárního modelu systému

$$y(t) = G(q)u(t) + v(t)$$

kde $u(t)$ je vstupní signál (v našem případě bílý šum) $y(t)$ je výstup, $v(t)$ je rušivý signál a Φ_v je spektrum $v(t)$. $G(q)$ je potom hledaná přenosová charakteristika (bližší popis této metody viz [4] str. 65). Na obrázku 4.6 je ukázka kódu v Matlabu pro zobrazení a výpočet přenosové charakteristiky pro zvukovou kartu CMedia.

```

x = load('marked_noise.txt'); %nactení originálního bílého šumu
N = length(x);

y0 = wavread('cmedia0.wav'); % nactení "vystrizene" odezvy na šum

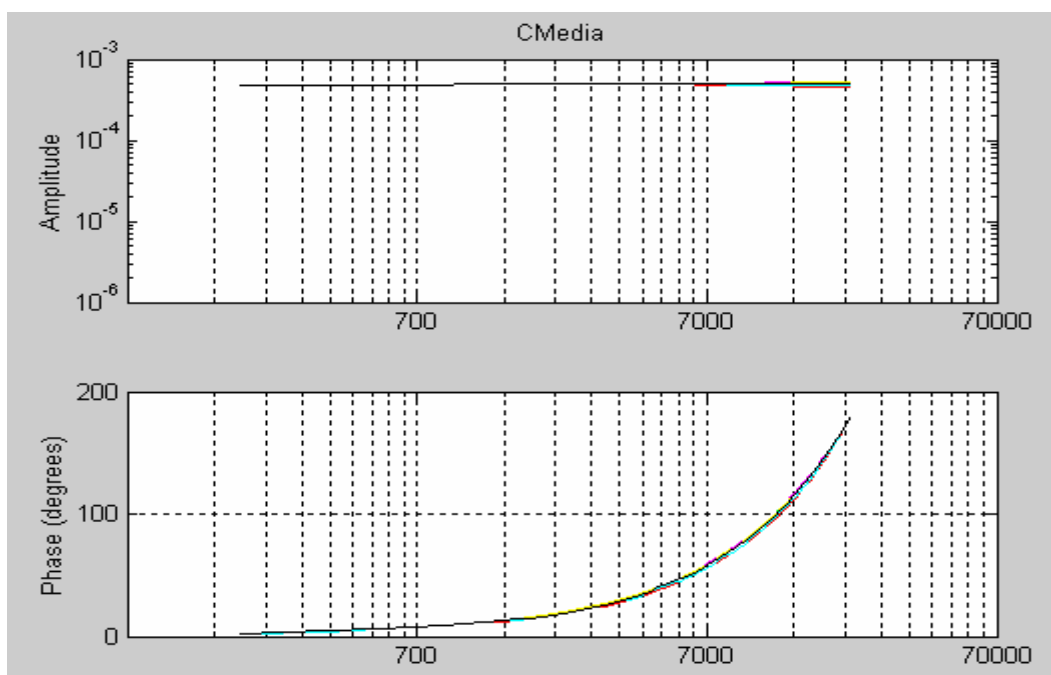
S0 = spa([y0(1:N, 1) x']); % spočtení přenosové charakteristiky pomocí funkce spa
bodeplot([S0]); % zobrazení

```

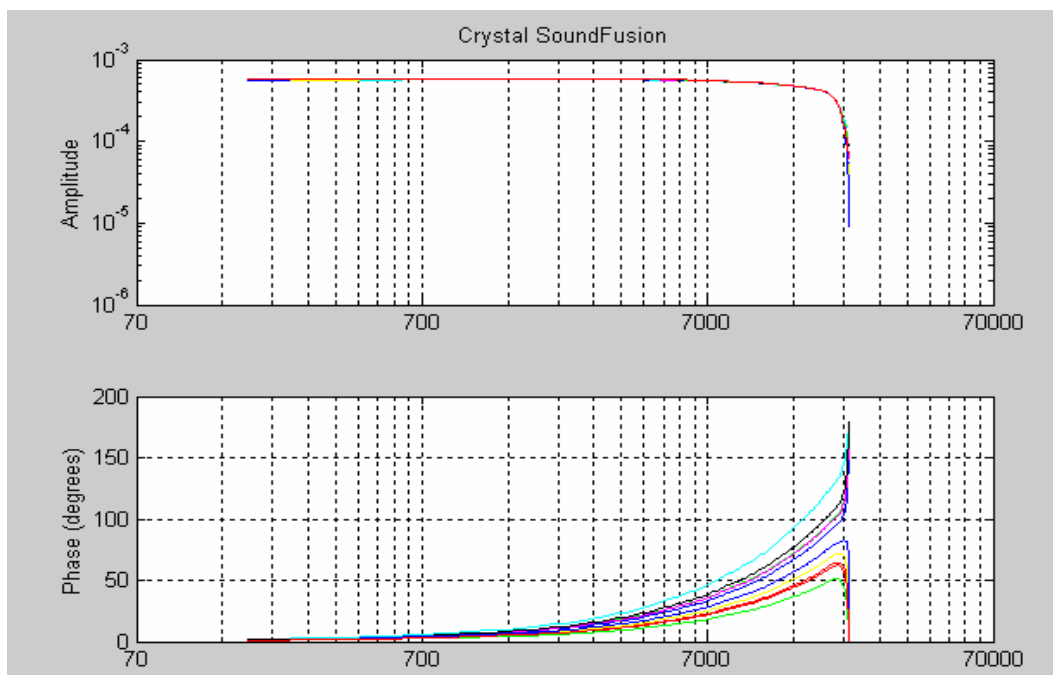
Obr. 4.6 Ukázka Matlab skriptu pro výpočet a zobrazení přenosové charakteristiky .

Grafy výsledků měření přenosové charakteristiky šumem pro všechny tři měřené zvukové karty:

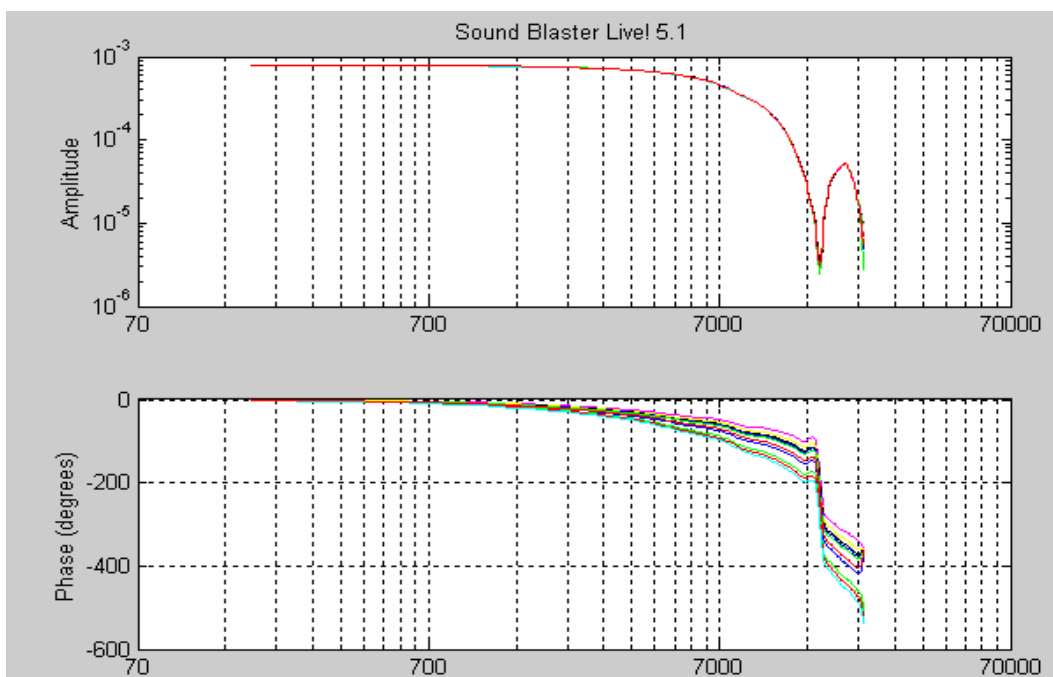
Pro každou měřenou zvukovou kartu bylo vybráno 10 výstupních signálů, tyto signály jsou v grafech rozlišeny barevně a slouží pro odlišení případné nelinearity nebo nestacionarity systému generátor/zvuková karta.



Graf 4.15 Přenosová frekvenční a fázová charakteristika pro CMedia.



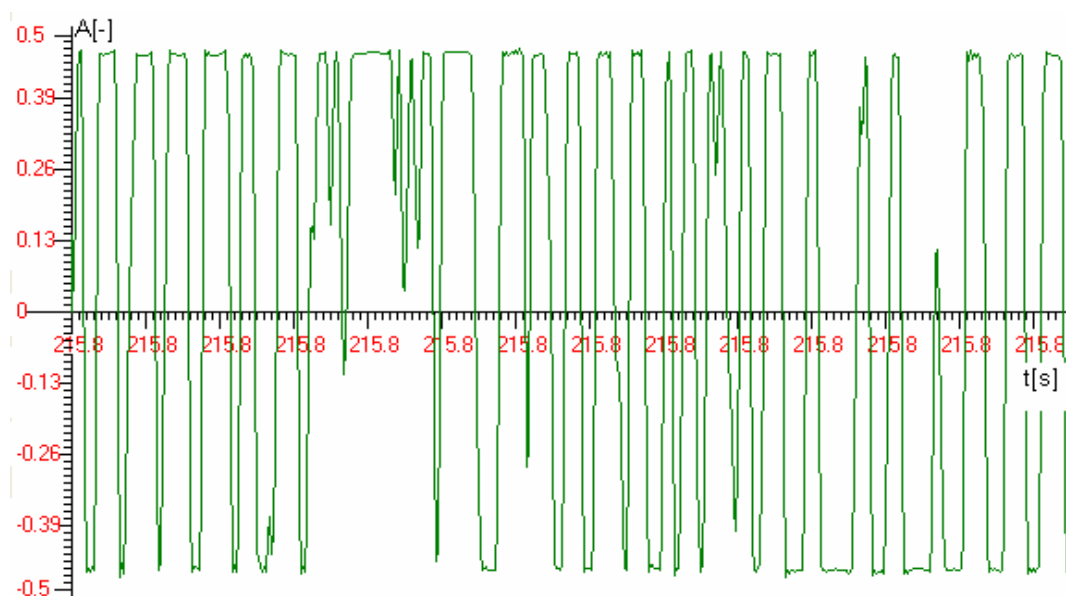
Graf 4.16 Přenosová frekvenční a fázová charakteristika pro Crystal SoundFusion.



Graf 4.17 Přenosová frekvenční a fázová charakteristika pro SoundBlaster LIVE! 5.1.

4.5 Shrnutí naměřených výsledků

Statická charakteristika je lineární pro zvukové karty CMedia a Crystal SoundFusion v celém napěťovém rozsahu A/D převodníků. U karty SoundBlaster LIVE! dochází přibližně v 95% rozsahu k útlumu amplitudy, to je způsobeno nejspíš ochranou zařazenou před A/D převodníkem, který nedovolí vstupnímu signálu dosáhnout maximální hodnoty rozsahu převodníku. U této karty je tedy snížen vstupní napěťový rozsah. Na obrázku 4.7 je znázorněn náhodný signál (šum) s větší amplitudou než napěťový rozsah A/D převodníku, je zde vidět, že ořezávání (clipping) je na nižší hodnotě než maximální hodnota ($\pm 0,5$ – u 16bit převodníku 32767,-32768), měřicí program detekuje ořezávání tím že se změní barva signálu na červenou (při detekci krajních hodnot 16bitového rozsahu), k tomu zde nedochází.



Obr 4.7 Ukázka sníženého vstupního napěťového rozsahu u zvukové karty SoundBlaster LIVE! 5.1.

Impulsní charakteristika nám ukazuje, že karta CMedia má na vstupu klasickou analogovou horní propust na grafu 4.4 je vidět exponenciální pokles (vybíjení kondenzátoru). Následující dvě zvukové karty mají klesání lineární (graf 4.6 a 4.8), tyto karty mají zřejmě na vstupu navíc zapojen integrátor (viz. obrázek 2.1.4). Další poznatek z měření je přechodový jev při skokové změně vstupní veličiny, zde nás zajímá především doba ustálení, naměřené hodnoty jsou v tabulce 4.2.

Zvuková karta	Doba ustálení[ms]
CMedia	0,1
Crystal SoundFusion	0,3
SoundBlaster LIVE! 5.1	0,65

Tab. 4.2 Naměřená doba ustálení pro jednotlivé zvukové karty

Frekvenční charakteristika měřená první metodou (kapitola 4.3), ukazuje že první dvě měřené zvukové karty (Cmedia , Crystal SoundFusion) splňují předepsaný frekvenční rozsah pro akustiku 20Hz-20kHz při poklesu -3dB od referenční hodnoty 1kHz. Karta SoundBlaster LIVE1 5.1 má toto pásmo užší a to zprava kde končí přibližně na 12,5kHz (-3dB). Změřená pásma jsou v tabulce 4.3. Dalším důležitým poznatkem při tomto měření bylo zjištění, že ani jedna karta neměla antialiasingový analogový filtr (viz kapitola 1.1). Při překročení nyquistovy frekvence docházelo k přeložení frekvence do měřeného pásma. Díky této metodě (kapitola 4.3) můžeme dále pozorovat, že vlivem sčítání nedošlo k jakémukoliv projevu rušivého síťového napětí (50Hz). Všechny tři měřené karty tedy toto rušení úplně potlačují.

Zvuková karta	Změřená šířka pásma (-3dB)
Cmedia	20Hz – 22kHz
Crystal SoundFusion	20Hz – 20kHz
SoundBlaster LIVE! 5.1	20Hz – 12,5kHz

Tab 4.3 Změřená šířka pásma pro jednotlivé zvukové karty

Měření přenosové charakteristiky pomocí šumu ,můžeme brát v případě frekvenční charakteristiky jako porovnání s předchozím měřením, kde jsme budili jedinou harmonickou. Co se týče tvaru křivky a šířky pásma, v případě karet CMedia a Crystal SoundFusion se dá říci ,že si téměř odpovídají. CMedia má mírně zvlněný průběh, ale přenesl celé pásmo včetně krajní nyquistovy frekvence, Crystal SoundFusion má sice užší pásmo končící na přibližně 20kHz ,ale má zase zcela rovný průběh ukončený digitálním filtrem typu dolní propust s velkou strmostí. V případě karty SoundBlaster LIVE! souhlasí velmi zúžené pásmo končící přibližně na 12,5 kHz, ale nesouhlasí tvar křivky za touto frekvencí s tvarem změřeným metodou jednotlivých

tónů, což může být patrně důsledek nějakého nelineárního filtru, který jinak reaguje na šum a jinak na samotné harmonické.

Důležitý poznatek, který získáme pomocí metody měření šumem je přibližný pohled na fázovou charakteristiku. V audio oblasti je nejdůležitější aby fáze byla lineární, což nesplnilo ani jedno měření. Karty CMedia a Crystal SoundFusion mají přibližně stejný průběh, kdy fáze rovnoměrně narůstá s frekvencí. Crystal SoundFusion má oproti CMedia menší narůst. Karta SoundBlaser LIVE! má fázovou charakteristiku opačnou s nepravidelným zakončením, které se už ale nepočítá do přenosového pásma.

5. Závěr

Cílem této práce bylo zjistit možnosti zvukových karet pro PC jako levných měřicích karet. Vzhledem k omezeným laboratorním možnostem, kdy byl k dispozici pouze běžný generátor základních signálů, nebylo možno změřit některé důležité vlastnosti jako THD (zkreslení) a linearitu A/D převodníku. Proto je tato práce zaměřena hlavně na měření frekvenční charakteristiky A/D převodníku.

Součástí práce bylo naprogramovat program v prostředí operačního systému Windows, který bude schopen získávat data ze zvukové karty a umožňovat uložení těchto dat a vizualizaci, kvůli čemuž bylo nutné se seznámit s programovými prostředky operačního systému Windows. Dále bylo nutné pochopit základy frekvenční analýzy v její diskrétní podobě a vnitřní funkcionalitu standardních zvukových karet.

V závěru této práce měli být navrženy případné numerické kompenzace. Vzhledem k naměřeným frekvenčním charakteristikám kdy všechny tři zvukové karty vykazují rovnoměrnou hodnotu amplitudy ve svých vybraných pásmech (-3dB) není nutné navrhovat číslicové filtry pokud se spokojíme s těmito pásmy. Paradoxně se jako měřicí karty jeví spíše ty levné zvukové karty. Jak je vidět u zvukové karty SoundBlaster LIVE!, která patřila k těm luxusnějším modelům, její charakteristiky nevykazují tak vhodné vlastnosti, její pásmo je zúženo na pro akustické měření nevhodných 20Hz-12,5kHz a rozsah převodníku je také snížen (viz. graf 4.3). Tyto drahé karty obsahují spoustu filtrů a omezení, díky kterým mají sice světově proslulé vynikající zvukové vlastnosti, ale jako měřicí karta je tímto značně omezená. V případě použití jakékoliv zvukové karty je třeba nejprve proměřit její vlastnosti, protože každá zvuková karta (jiný model, výrobce) se liší nejen v průběhu přenosové a statické charakteristiky, ale také ve vstupním napěťovém rozsahu, v zisku předzesilovače, jinak řešený a/d převodník atd. Je tedy třeba měřicí program kalibrovat speciálně pro každý model. Důležitým poznatkem je, že na vstupu před A/D převodníkem není zařazena (alespoň ne u žádného ze zde měřených modelů) dolní propust omezující vstupní signál na Nyquistovu frekvenci (viz. kapitola 1). To je nejspíše způsobeno tím že zvukové karty mají samozřejmě více vzorkovacích frekvencí než na v této práci zaměřených 44,1kHz a je tedy buď nevhodné nebo náročné vytvořit analogový filtr pro každou vzorkovací frekvenci.

Zvukovými kartami nelze měřit ustálené stavy jako třeba stejnosměrné napětí, které je filtrováno horní propustí, dále pak například obdélníkové signály atd. Vhodné

jsou na měření akustických reálných signálů jako třeba vibrace mechanického stroje, které jsou slyšitelné lidskému sluchu a je třeba lokalizovat jejich zdroj.

Literatura

- [1] Randall R.B.: "Frequency Analysis", Bruel & Kjar, Narum 1987
- [2] SDK Help: "Multimedia API reference"
- [3] Davídek M., Laipert M., Vlček M.: „Analogové a číslicové filtry“, ČVUT Praha 2000
- [4] Kadlec, F.: Zpracování akustických signálů. Skripta ČVUT, Praha 1998
- [5] www.msdn.com API reference
- [6] http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote_number/1870 Demystifying Sigma-Delta ADCs
- [7] Internetové zdroje
- [8] Mařeš J., Diplomová práce
- [9] Sangil Park, Ph. D.: Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters